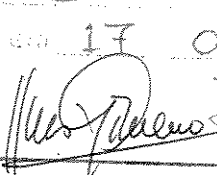
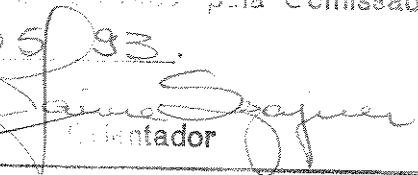


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMPUTAÇÃO E AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

Este exemplar corresponde à versão final da tese
defendida por MARCEL JOSÉ LEMES
PINHEIRO ... para a Comissão
Julgadora em 17 05 93.
 Orientador


**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DIGITAL DE POSIÇÃO
DE UM EIXO PARA UMA MÁQUINA FRESADORA**

Marcel José Lemes [Pinheiro n°/655

Orientador : Prof. Luis Gimeno [Latre t

Coorientador : Prof. Jaime [Szajner t

Tese de mestrado apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de
Campinas , como parte dos requisitos exigidos
para a obtenção do título de mestre em
Engenharia Elétrica .

Maio/93

Abstract

The general aim of this work is to present the development of a digital control in one axis of a milling machine . This thesis is divided into four parts : modelling of the milling machine , continuous controller design , discrete controller approximation and experimental results .

The software created to perform the discrete controller was developed in C language to a IBM-Pc microcomputer . The easy maintenance and the lower cost of hardware were the principal reason to lead us to the use of the IBM-Pc microcomputer for this application .

Agradecimentos

Durante os meses que desenvolvi este trabalho , contei com o apoio de várias pessoas , principalmente do Laboratório de Controle e Automação Industrial . Entretanto algumas delas contribuíram de forma fundamental , dentre estas gostaria de destacar :

o Professor Jaime Szajner pelas suas sugestões importantes e sempre claras,

o amigo Professor Felipe Müller pelo seu amplo apoio durante o mestrado,

o Professor Luis Gimeno Latre pela sua brilhante orientação desde o início da pesquisa ,

o Sr. João Lemes Pinheiro , meu pai , pelo suporte imprescindível para o término do trabalho .

Índice	pag
Abstract	01
Agradecimentos	02
Índice	03
Lista de figuras e modelos	05
Capítulo 1	07
Introdução	07
Capítulo 2	10
2.1- Descrição dos componentes mecânicos	11
2.2- Descrição da placa de interface	15
2.2.1- Descrição dos blocos	17
2.3- Descrição da malha de controle	20
Capítulo 3	22
3.1- Modelagem dos elementos da máquina fresadora	23
3.1.1- Sistema de acionamento	24
3.1.1.1- Amplificador de potência	24
3.1.1.2- Servos-motores dc	26
3.1.1.3- Modelo experimental do acionamento da máquina	28
3.1.2- Transmissão	30

3.1.3- Sensor	33
3.2- Modelagem do sistema	34
Capítulo 4	37
4.1- Projeto do controlador contínuo	38
4.1.1- Controlador tipo P	40
4.1.2- Controlador tipo PI	40
4.1.2.1- Análise do erro de seguimento (<i>tracking</i>) de trajetórias	49
4.2- Projeto do controlador discreto	53
Capítulo 5	58
5.1- Descrição do <i>software</i>	59
5.1.1- Descrição de funcionamento	60
5.2- Curvas experimentais	63
5.2.1- Resposta ao degrau	63
5.2.2- Resposta a uma referência senoidal	67
Capítulo 6	72
6.1- Contribuições deste trabalho	72
6.2- Trabalhos futuros	73
Referências bibliográficas	75

Lista de figuras e modelos	pag
Figura 2.1- Máquina fresadora	12
Figura 2.2- Máquina fresadora	12
Figura 2.3- Transmissão por fuso de esferas	13
Figura 2.4- Diagrama de blocos	16
Figura 3.1- Sub-sistemas da máquina	23
Figura 3.2- Amplificador PWM	27
Figura 3.3- Configuração quatro quadrantes	28
Figura 3.4- Gráfico de Bode (Módulo)	30
Figura 3.5- Gráfico de Bode (Fase)	31
Figura 3.6- Transmissão por fuso de esferas	32
Figura 3.7- Controle de posição	36
Figura 4.1- Controle de posição	39
Figura 4.2- Lugar das raízes $k_p=0.5$	43
Figura 4.3- Lugar das raízes $k_p=1$	44
Figura 4.4- Lugar das raízes $k_p=1.5$	45
Figura 4.5- Resposta ao degrau	46
Figura 4.6- Resposta ao degrau $k_p=1$, $t_i=0.05,0.1,0.5$	47

Figura 4.7- Tensão de controle	48
Figura 4.8- Posição versus tempo, degrau 9mm	50
Figura 4.9- Posição versus tempo, degrau 3mm, $k_p=0.5$	51
Figura 4.10- Posição versus tempo, degrau 3mm, $k_p=1.4$	52
Figura 4.11- Posição e tensão de controle versus tempo degrau 3mm, $k_p=1.4$, $t_i=10s$	53
Figura 4.12- Posição e tensão de controle versus tempo degrau 10mm, $k_p=0.5$, $t_i=5s$	54
Figura 5.1- Fluxograma	61
Figura 5.2- Posição do eixo x versus tempo, 10mm	64
Figura 5.3- Velocidade do eixo x versus tempo, 10mm	64
Figura 5.4- Tensão de controle versus tempo, 10mm	65
Figura 5.5- Posição do eixo x versus tempo, 3mm	65
Figura 5.6- Velocidade do eixo x versus tempo, 3mm	66
Figura 5.7- Tensão de controle versus tempo, 3mm	66
Figura 5.8- Erro relativo	67
Figura 5.9- Posição do eixo x versus tempo, 100s	68
Figura 5.10- Erro de <i>tracking</i> versus tempo, 100s	70
Figura 5.11- Posição do eixo x versus tempo, 20s	71
Figura 5.12- Erro de <i>tracking</i> versus tempo, 20s	72

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O setor de máquinas-ferramenta possui um papel central na produção de bens industriais . Isto porque o setor produz as máquinas que integram a linha de montagem , em outras palavras , o setor de máquinas-ferramenta está no início da cadeia de produção . Desta forma entende-se a importância que os países industrializados , principalmente Japão e Alemanha , dão a este segmento , pois uma melhoria ou inovação tecnológica nesta área terá uma grande influência em todos os outros e de maneira inversa , toda inovação na linha de montagem ou na estrutura de produção em outros setores deverá ser acompanhada pelo setor de máquinas-ferramenta .

No projeto de máquinas-ferramenta existem pontos focais onde as inovações têm se dado com maior frequência [2] , dentre os quais podemos citar :

- 1- Precisão (geométrica e cinemática) quando estática , dinâmica e termicamente carregada .
- 2- Robustez quanto à estabilidade
- 3- Grau de automatização
- 4- Confiabilidade
- 5- Grau de isolamento a influências ambientais (corrosão, poeira, ruídos e vibração) .

Este trabalho trata a questão da automatização da máquina e da precisão geométrica de posicionamento da ferramenta .

A rapidez e precisão com que uma tarefa é executada depende dos seguintes fatores : i) mecânicos (de construção da máquina) , ii) dos instrumentos de medida (sensores / *hardware*) , iii) dos atuadores e iv) do

controlador . Dentre estes ,os três primeiros são fixos para uma máquina dada e normalmente quanto maior o custo maior a qualidade . O controlador é o fator mais flexível dentre os citados e passa a ser muito importante no projeto da máquina-ferramenta , pois uma mudança em seus parâmetros pode tornar o conjunto mais eficiente (ou menos) sem ter como consequência um aumento de custo ou alterações na construção física do *hardware* da máquina .

Com base nesta idéia o propósito desta dissertação é tratar o problema da eficiência de posicionamento de uma máquina fresadora sob o enfoque da teoria de controle (projeto do controlador) , além de analisar as diversas partes da máquina que influenciam no projeto .

O trabalho foi dividido em cinco capítulos , sendo que o primeiro capítulo descreve a máquina fresadora , além de trazer detalhes construtivos de outras máquinas semelhantes para podermos estabelecer algumas comparações . Portanto ,neste capítulo o leitor irá se familiarizar com o equipamento , suas potencialidades e limitações .

O segundo capítulo enfoca a modelagem da máquina fresadora . Obtivemos o modelo completo através das várias partes que compõem a máquina . Os sub-sistemas nos quais dividimos a máquina foram : o sistema de acionamento , a transmissão e o sensor . Como não tínhamos a pretensão de desenvolver um modelo geral para as máquinas deste tipo , fizemos algumas considerações com base no tipo e na aplicação da fresadora que tornaram este modelo particular para o sistema . Este modelo será utilizado para o desenvolvimento do controlador e para teste do comportamento do conjunto controlador / máquina-ferramenta em simulação .

Sabemos que existirá uma diferença entre a resposta real da máquina e a obtida na simulação , esta diferença se deve a fatores que não foram modelados mas que influenciam em maior ou menor medida a resposta do sistema , tais como : dinâmicas de alta frequência , saturação do amplificador , atritos , erros nos atuadores e sensores . Portanto , o objetivo do terceiro capítulo

além do projeto do controlador , é discutir qualitativamente quais os fatores não modelados que terão maior influência na resposta da máquina .

Uma vez ajustados os parâmetros do controlador para que a resposta do modelo satisfaça as imposições do projeto , o próximo passo é a implementação do controlador e a avaliação do desempenho da máquina .

A avaliação do desempenho será feita em duas etapas no capítulo 4 . Primeiro serão apresentadas as curvas experimentais da fresadora para uma entrada degrau e estas curvas serão comparadas com as obtidas na simulação . A segunda parte do capítulo quatro nos mostra as curvas do erro de percurso quando a máquina executa uma trajetória senoidal em um de seus eixos horizontais .O propósito desta seção é conhecermos o comportamento da fresadora em um caminho circular .

O trabalho de implementação foi desenvolvido apenas sobre um dos eixos horizontais . Por um lado o objetivo do trabalho não é o controle de esforço no eixo árvore , e por outro as limitações nos meios e tempo disponíveis levaram a reduzir a implementação a um eixo horizontal . A extensão é imediata, pois os eixos possuem o mesmo mecanismo de acionamento , o mesmo sensor e as especificações de projeto são iguais nos eixos horizontais.

O último capítulo deste trabalho retoma alguns pontos importantes discutidos nos capítulos anteriores , aponta algumas dificuldades encontradas no desenvolvimento do algoritmo , sugere alguns trabalhos que poderiam ser desenvolvidos na fresadora e propõe aplicações para o equipamento estudado .

CAPÍTULO 2

DESCRIÇÃO DA MÁQUINA FRESADORA

Será apresentada neste capítulo uma descrição das partes mecânicas da máquina bem como do *hardware* de interface , desenvolvido para que a fresadora pudesse ser acoplada a um micro computador da linha IBM-PC ou compatível (computador de controle) .

O propósito desta descrição é fazer com que o leitor possa ter uma visão global da máquina e do *hardware* e a partir daí as partes de interesse ao desenvolvimento do modelo possam ser abordadas com maiores detalhes nos capítulos 3 e 4 .

O *hardware* será descrito funcionalmente em forma de diagrama de blocos . Este tipo de abordagem permite um claro entendimento do *hardware* sem que cada componente seja detalhado .

2.1- Descrição dos componentes mecânicos

A máquina é composta por três eixos (x , y e z) , com acionamento independente e desacoplados dinamicamente. Os eixos são tais que podemos posicionar uma peça no plano horizontal com um alcance de 53 cm na direção x e 32 cm na direção y .

A peça é fixa na mesa por meio de grampos de fixação , o eixo com maior alcance (x) possui raia para esta função.

O eixo vertical (eixo z) também chamado de eixo árvore possui um alcance de 15 cm .Um canal para o fluido de corte (fluido refrigerante) está presente no nariz da árvore . Uma turbina de ar comprimido é usada para acionar a ferramenta que pode desenvolver até 50.000 rpm .

A máquina pode ser visualizada nas figuras 2.1 e 2.2 .

Os fluidos de cortes ou resfriadores são aplicados aos materiais a serem cortados ou às ferramentas para facilitarem as operações de corte . São usados para : manter a ferramenta resfriada evitando que perca a temperatura , manter a peça resfriada evitando dilatações , reduzir o desgaste da ferramenta e a geração do calor , prover um bom acabamento na peça , ajudar na formação de cavacos favoráveis e na remoção dos mesmos , evitar a corrosão da peça e da máquina durante e depois da operação e lubrificar as partes móveis da máquina . O método mais comum de aplicação , e que é usado na máquina , é a injeção de um fluxo constante em quantidades que variam de 5 à 10 l/min em pontos de corte simples [2] .

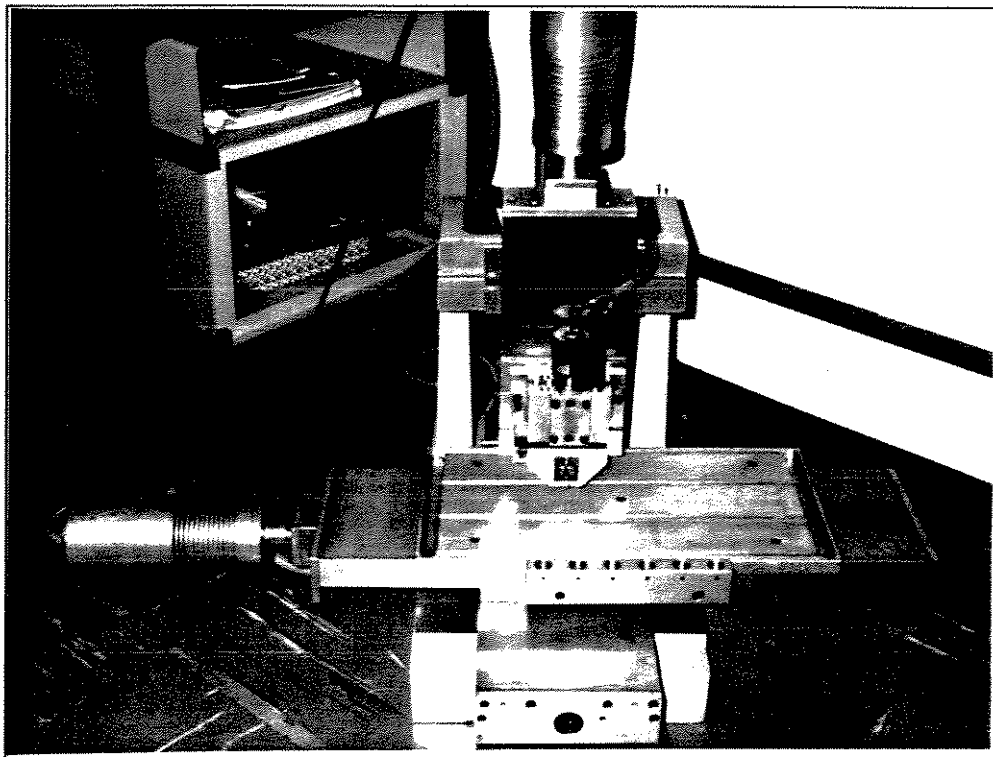


figura 2.1 : Máquina fresadora

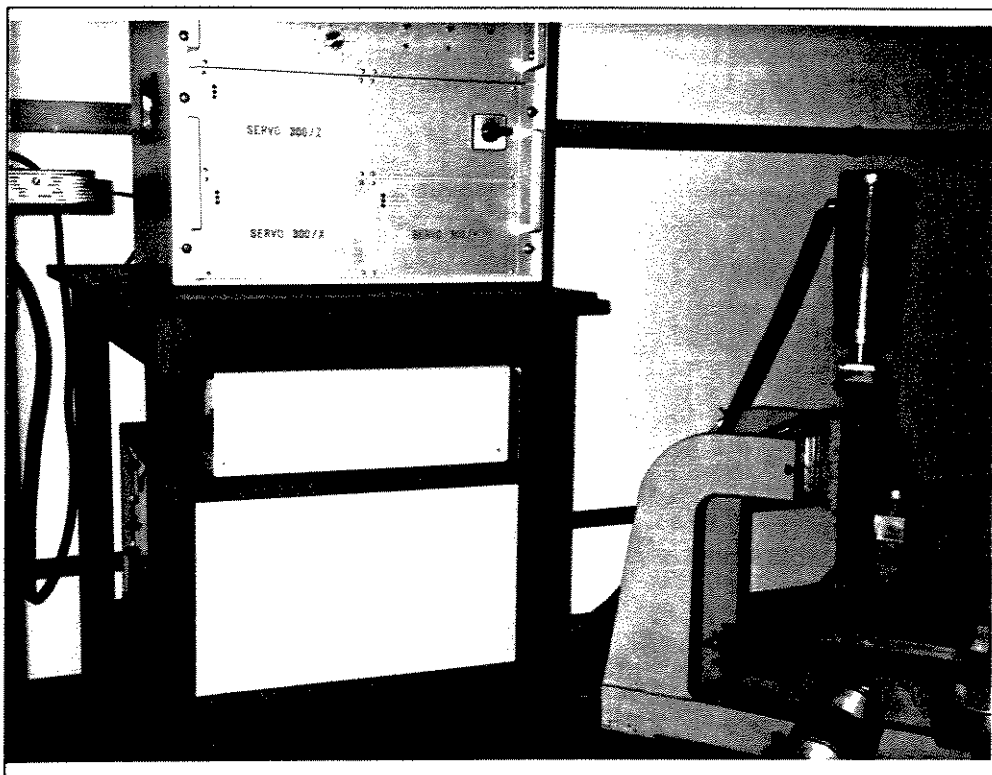


figura 2.2 :Máquina fresadora

O acionamento dos eixos é realizado por três servos-motores de corrente contínua , marca CEM (Cie. Eletro-Mecanique) de 12 V . Devido à sua construção são motores com baixo momento de inércia , baixa constante de tempo, grande capacidade de sobrecorrente por curtos intervalos de tempo e sua velocidade pode ser controlada através da variação de tensão de alimentação, o que torna o controle simples e barato . Uma descrição mais detalhada deste tipo de motor, bem como um possível modelo para a aplicação, será apresentada no capítulo 2 .

Outras duas peças fundamentais para a movimentação dos eixos são as guias de deslizamento da máquina e a transmissão por fuso de esferas recirculantes . O fuso de esferas recirculantes pode ser visto na figura 2.3 .

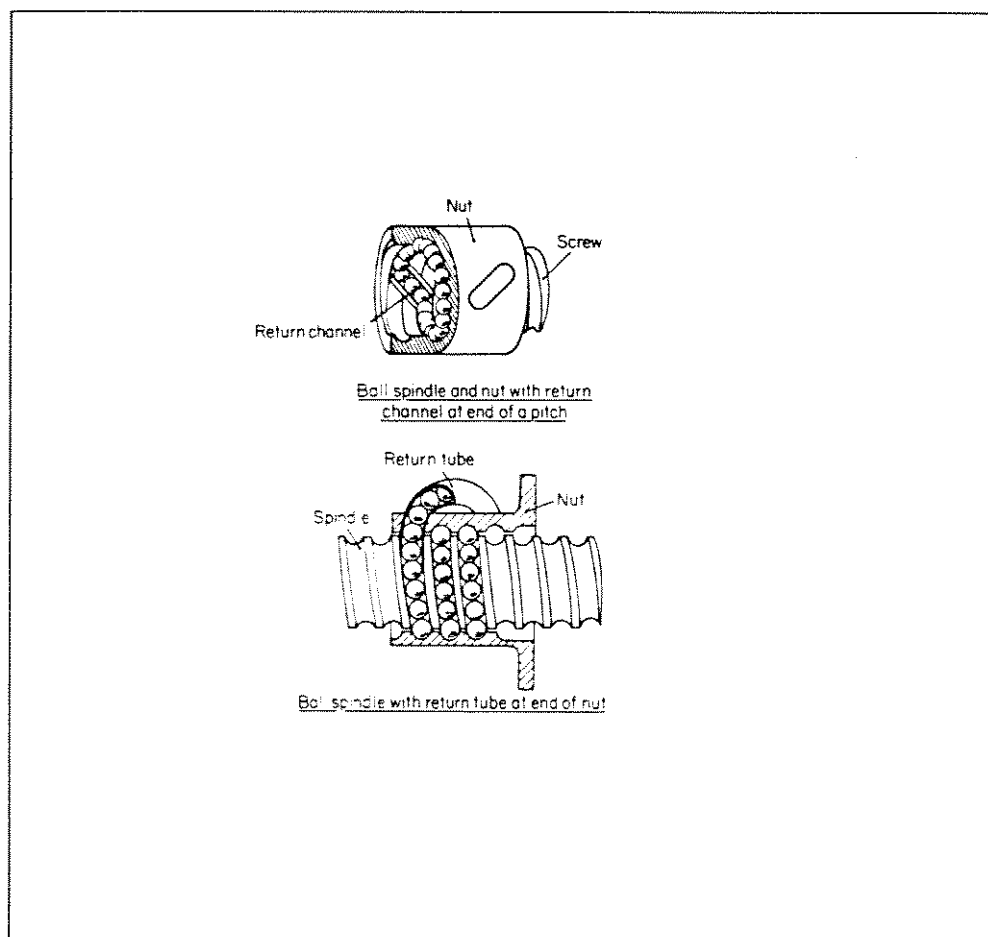


figura 2.3 :Transmissão por fuso de esferas

O eixo é colocado em movimento através do motor de acionamento que move o fuso de esferas no sentido longitudinal ; este por sua vez , faz deslizar o carro e o eixo correspondente ao longo das guias da máquina .

A transmissão por fuso de esferas é composta por um eixo e duas porca flangeadas fixas ao carro . Cada porca contem um sistema de esferas recirculantes que garantem a transmissão de força , minimizando o atrito com as guias . Um parafuso (ou espaçador) é colocado nas flanges para prover uma pré-compressão (ou um pré-tensionamento) entre as porcas, tornando a folga (*backlash*) desprezível para a maioria das aplicações . Este tipo de transmissão aumenta a precisão e a repetibilidade do posicionamento .

As guias de deslizamento são usadas para fornecer suporte e direção ao movimento da mesa . As guias exercem grande influência sobre a precisão do movimento , e além disso , é sua tarefa absorver choques externos de forma que eles não perturbem o posicionamento .

Em nossa máquina para cada eixo existe um par de guias que restringem 5 graus de liberdade .

2.2- Descrição da placa de interface

O *hardware* de interface entre o computador e a máquina fresadora será descrito em diagrama de blocos com o detalhamento de suas principais funções .

O propósito da placa de interface é transmitir ao computador a posição e a velocidade do servo-mecanismo que movimenta a mesa e fornecer um novo valor de tensão para cada motor a cada instante de amostragem .

A contagem dos pulsos gerados por um codificador angular incremental acoplado ao eixo do motor fornece , depois de processado , o deslocamento relativo da mesa . Este codificador (Hohner , 0506312) gera dois sinais defasados de $\pi/2$ radianos , cada um com uma taxa de 1000 pulsos por revolução do eixo, e um outro com 1 pulso por volta do eixo . A defasagem dos sinais é usada para determinarmos o sentido de rotação do motor .

Uma vez processados estes dados (*software* de controle) um conversor analógico-digital de 10 *bits* (DAC-MX7533KN) se encarrega de transformar um número binário ,gerado pelo *software* , em um sinal analógico na faixa de atuação do dispositivo , no caso de -5V a +5V ,que é colocada na entrada do pré-amplificador do sistema de acionamento .

2.2.1- Diagrama de blocos

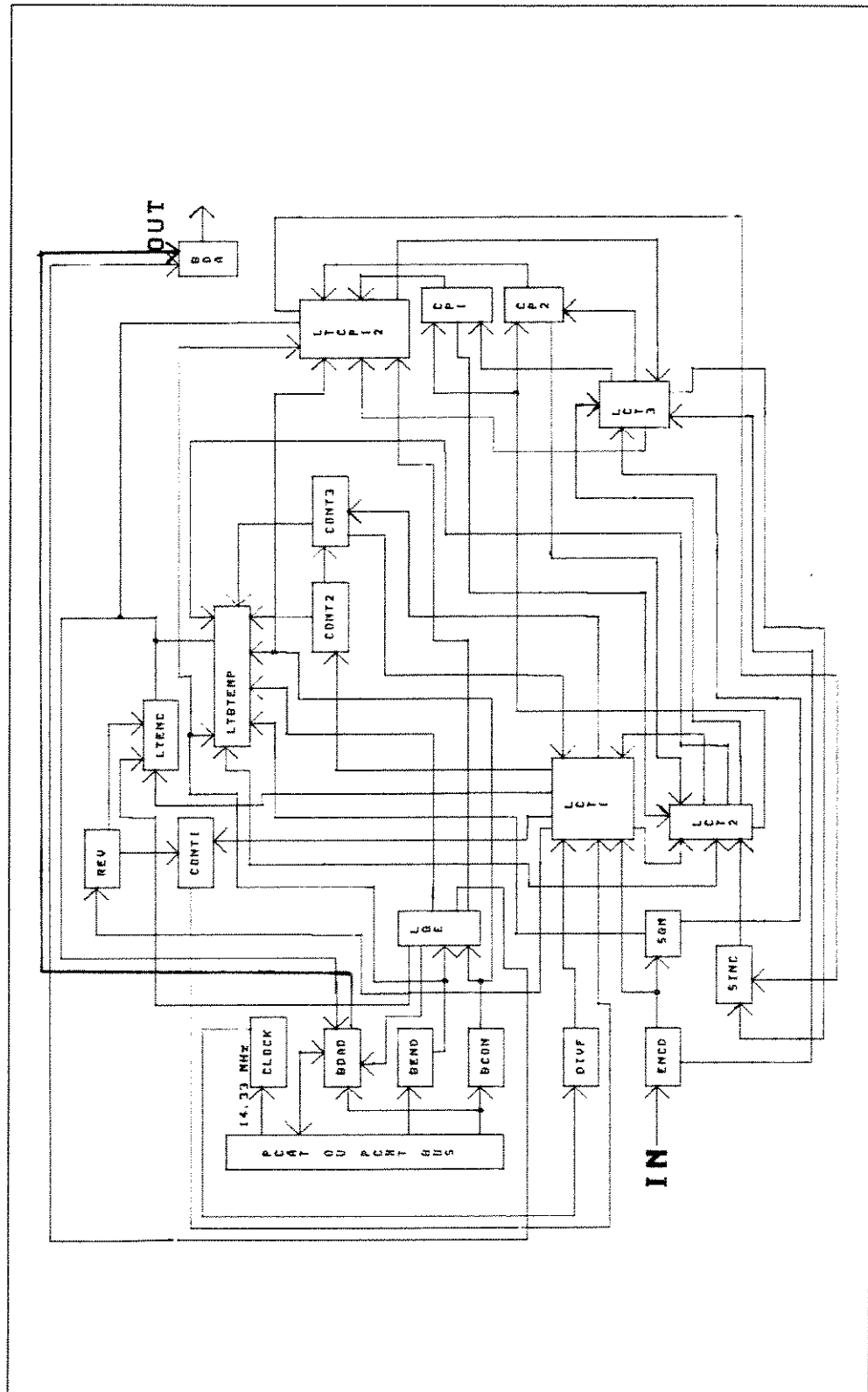


figura 2.4

2.2.2- Descrição dos blocos

CLOCK

Fornece na saída um sinal do relógio com frequência de 14.33 MHz.

BDAD (buffer de dados)

Este bloco tem a função de implementar o *buffer do barramento de dados* vindo do computador .

BEND (buffer de endereços)

O bloco BEND implementa o *buffer* as linhas de endereço .

BCON (buffer de controle)

Este bloco implementa o *buffer* as linhas de controle .

DIV (divisor de frequência)

Divide o sinal de 14.33 MHz por dois para fornecer a frequência de base para os contadores de tempo .

ENCD (encoder digital)

É responsável pelos sinais que irão alimentar os contadores de velocidade e posição .

LGE (lógica de geração de endereços)

Este bloco faz a decodificação de endereços de entrada/saída (*I/O*) , permitindo a comunicação dos circuitos externos com o computador.

SGM (sistema de giro do motor)

Sua função é fornecer o sentido de rotação do motor e enviar este dado ao computador . Este sinal também é utilizado na lógica de controle do medidor de posição .

REV (registrador de escala de velocidade)

Este bloco delimita o número de pulsos dados pelo codificador em cada amostragem de velocidade . Cada mudança de faixa desse registrador de deslocamento é sempre um múltiplo de dois .

CONT1 (contador 1)

Conta os pulsos vindos do codificador . Quando a contagem é completada ele gera um sinal de término , usado para concluir aquela contagem e iniciar uma nova .

LCT1 (lógica de controle 1)

Sua função é gerar sinais de controle para os controladores um e dois , além de controlar a comunicação entre circuitos de I/O (8255-1) e o computador .

LCT2 (lógica de controle 2)

Este bloco fornece sinais de controle para os contadores dois e três.

LTENC (latch do encoder)

Recebe pulsos do codificador , armazena e permite que através de uma operação de I/O o computador receba este valor .

LTBTEMP (latch da base de tempo)

Armazena os pulsos fornecidos pelos contadores dois e três e através de uma leitura de I/O entrega estes dados ao computador para que este os processe .

CONT2 (contador 2)

Este bloco recebe os pulsos vindos do divisor de frequência . O número de pulsos nele armazenados, juntamente com o contador três, fornecerá a base de tempo da amostragem .

CONT3 (contador 3)

Este bloco em conjunto com o contador dois, armazena um número de pulsos que fornecerá a base de tempo .

LTCP12 (latch dos contadores de pulsos 1 e 2)

Armazena os pulsos dos contadores de pulsos um e dois e os transfere através de uma operação de leitura para o computador .

CP1 (contador de pulsos 1)

Conta os pulsos do codificador quando o mesmo está girando em sentido horário .

CP2 (contador de pulsos 2)

Conta os pulsos do codificador quando o mesmo está girando em sentido anti-horário .

LCT3 (lógica de controle 3)

Sua função é controlar os contadores de pulsos um e dois, além de permitir as operações de leitura executadas pelo computador .

BDA (banco dos conversores digital-analógicos)

Este bloco converte os sinais digitais provenientes do micro em sinais analógicos de tensão para o sistema de acionamento da máquina e representa a placa de saída .

Uma forma de tornar mais fácil o entendimento da placa de entrada é dividi-la em três partes : contagem dos pulsos de posição , determinação da velocidade e controle de acesso a leitura .

A contagem dos pulsos de posição é efetuada pelos blocos CP1, CP2, LTCP12 e LTC3 . Os blocos CP1 e CP2 contam os pulsos no sentido horário e anti-horário respectivamente . A leitura dos pulsos é feita via LTCP12 .

Cabe aos blocos CONT1, CONT2, CONT3, REV, LTBTEMP e LTENC efetuarem a determinação da velocidade pela divisão do valor do bloco CONT1 (pulsos) pelo valor dos contadores de tempo CONT2 e CONT3 .

Fazem parte do bloco de controle de acesso a leitura , além do *buffer* de endereços (BEND) , os blocos LTC1 e LTC2 .

2.3- Descrição da malha de controle

O sinal de tensão gerado pelo *software* de controle é fornecido ao pré-amplificador do sistema de acionamento . Este sistema é composto por um pré-amplificador e um amplificador dc-dc tipo PWM (*Pulse Width Modulation*) amplamente utilizado em aplicações industriais .

A velocidade dos servos-motores dc é controlada por meio da tensão de armadura do motor , pois este possui magnetização permanente e , desta forma o campo é fixo . O controle da tensão de armadura é feito através da tensão de entrada do PWM . A amplitude da tensão de entrada do PWM controla o ciclo de serviço (*duty cycle*) da tensão de saída , ou ainda , o PWM fornece em sua saída um trem de pulsos com largura proporcional a tensão de entrada.

Para que uma nova tensão de referência seja gerada pelo computador a informação de posição atual , fornecida pela placa de entrada , e as anteriores que foram armazenadas na memória, são manipuladas por um programa (*software* de controle) que é executado continuamente enquanto a máquina estiver em funcionamento .

O modo pelo qual estes dados são manipulados caracterizam o tipo de controlador implementado .

A localização dos pólos do sistema em malha-fechada é o principal fator que determina o comportamento dinâmico da máquina . A alocação dos pólos do sistema está relacionada com as especificações de desempenho da máquina .

A fresadora será tanto melhor quanto mais rápida e precisamente responder a uma mudança de referência de posição dada . Uma outra especificação é que a máquina não tenha sobresinal de posição , pois se tal ocorrer as bordas em 90 graus da peça fresada seriam danificadas durante a usinagem , diminuindo a qualidade de acabamento da peça .

Os controladores foram implementados em rotinas desenvolvidas em linguagem C . Esta linguagem permite que o usuário migre para o Pascal ou até mesmo para o *Assembler* , facilitando a comunicação com outras rotinas .Uma observação importante é que o tempo de execução do programa limita a frequência de amostragem de dados , que influencia diretamente o desempenho do sistema , portanto se o tempo de execução for considerado inapropriado (excessivamente longo) algumas rotinas tais como : leitura da posição e envio de dados ao D/A podem ser implementadas em *Assembler* como forma de contornar este problema . A influência do tempo de amostragem no desempenho do sistema , aqui discutida sucintamente , será abordada em detalhes no capítulo 3 .

CAPÍTULO 3

MODELAGEM

O projeto de controladores impõe a necessidade de representar o sistema sob forma de um modelo matemático , para que suas características dinâmicas possam ser entendidas e as modificações originadas pelo controlador possam ser avaliadas .

Neste capítulo será desenvolvido um modelo para a máquina fresadora e serão discutidos as características dinâmicas que mais influenciam o comportamento do sistema .

A máquina fresadora é descrita em termos dos sub-sistemas na seção 3.1 .

No item 3.2 será mostrado o modelo completo da máquina fresadora que será utilizado nos capítulos posteriores .

3.1- Modelagem dos elementos da máquina-fresadora

As máquinas-ferramenta (MF) com controle de trajetória necessitam de unidades de acionamento adequadas às especificações de precisão e rapidez desejadas, as quais têm uma influência decisiva na qualidade final do acabamento . Respeitando a diversidade de equipamentos para diferentes propósitos pode-se citar algumas características típicas para M.F. CNC [3.1] :

- a) Acionamento individual para cada eixo com controle separado (se necessário multi-processado) .
- b) Variação suave de velocidade .
- c) Torque no eixo de 5 à 100 Nm .
- d) Servo-motor com capacidade de sobrecorrente da ordem de 4 a 10 vezes a nominal durante as acelerações .
- e) Baixas constantes de tempo (da ordem de 10 a 50 ms) .

Para fins de modelagem pode-se dividir a máquina fresadora nos seguintes sub-sistemas : o sistema de acionamento , a transmissão e o sensor.

O sistema de acionamento , embora modelado por um único bloco , será dividido em duas partes , o amplificador PWM e o servo-motor d.c. , descritos nos itens 3.1.1.1 e 3.1.1.2 respectivamente .

A transmissão da máquina e o sensor serão apresentados nos itens 3.1.2 e 3.1.3 .

Podemos ilustrar esta divisão por meio de um diagrama de blocos mostrado na figura 3.1 .

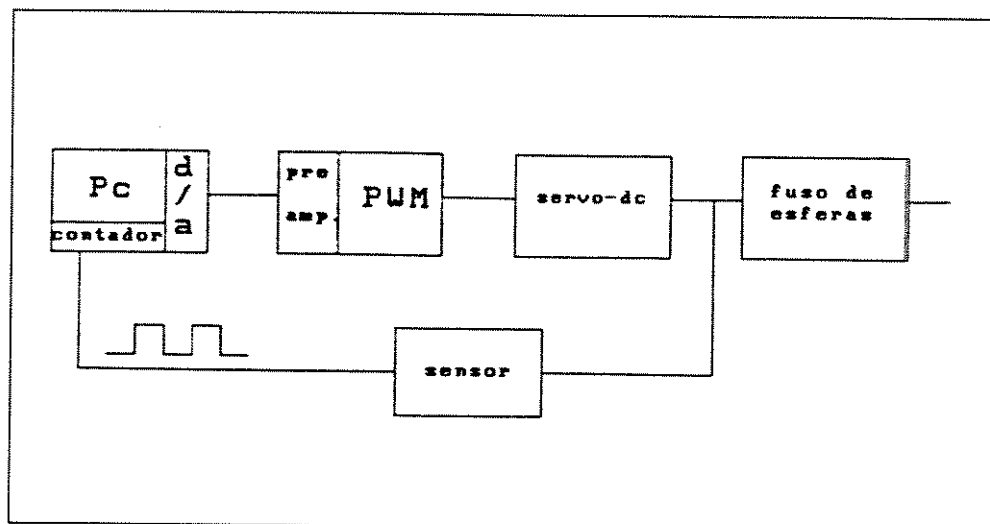


Figura 3.1 : Sub-sistemas da máquina

3.1.1- Sistema de acionamento

As máquinas-ferramenta necessitam de um controle que atue nos quatro quadrantes , permitindo as seguintes opções :

- a) acelerando no sentido horário
- b) retardando no sentido horário
- c) acelerando no sentido anti-horário
- d) retardando no sentido anti-horário

O acionamento de servos-motores d.c., bem como de motores de indução que operam com comutação eletrônica , ocorre por meio de uma fonte variável.

Para o controle de motores de indução se faz necessário uma tensão senoidal com frequência e amplitude variáveis ; em servos-motores d.c. o amplificador de potência gera uma tensão proporcional a sua tensão de entrada.

O acionamento de motores de indução não será abordado neste trabalho já que a fresadora é acionada por três servos-motores d.c. .

3.1.1.1- Amplificador de potência

Um amplificador transistorizado , operando na região linear , pode suprir a necessidade de potência do servo-motor d.c. . A tecnologia dos semi-condutores permite que este tipo de amplificador forneça até 10Kw e tenha uma resposta bastante rápida . A desvantagem deste método é a dissipação de potência nos semi-condutores que neste sistema é muito alta , pois os transistores trabalham praticamente com a tensão e a corrente nominal dos servos-motores d.c. .

Uma possível solução para este problema é fazer com que os transistores trabalhem como chaves , desta forma a potência dissipada é muito pequena ,pois os mesmos só dissipam na transição entre a condução e o corte. Os amplificadores moduladores de pulsos (recortador) utilizam esta técnica . Nestes amplificadores a corrente é controlada pela largura do pulso de tensão em cada ciclo de serviço . (figura 3.2)

A frequência pode chegar à 20KHz , na maioria dos casos esta frequência é suficiente para que a própria impedância do motor filtre a forma de onda de corrente (filtro passa-baixas) .

A máquina em questão utiliza uma configuração de recortador que permite a operação nos quatro quadrantes (inversão de corrente e tensão e regeneração de energia) . Este tipo de configuração está mostrado na figura 3.3(somente a parte de potência) .

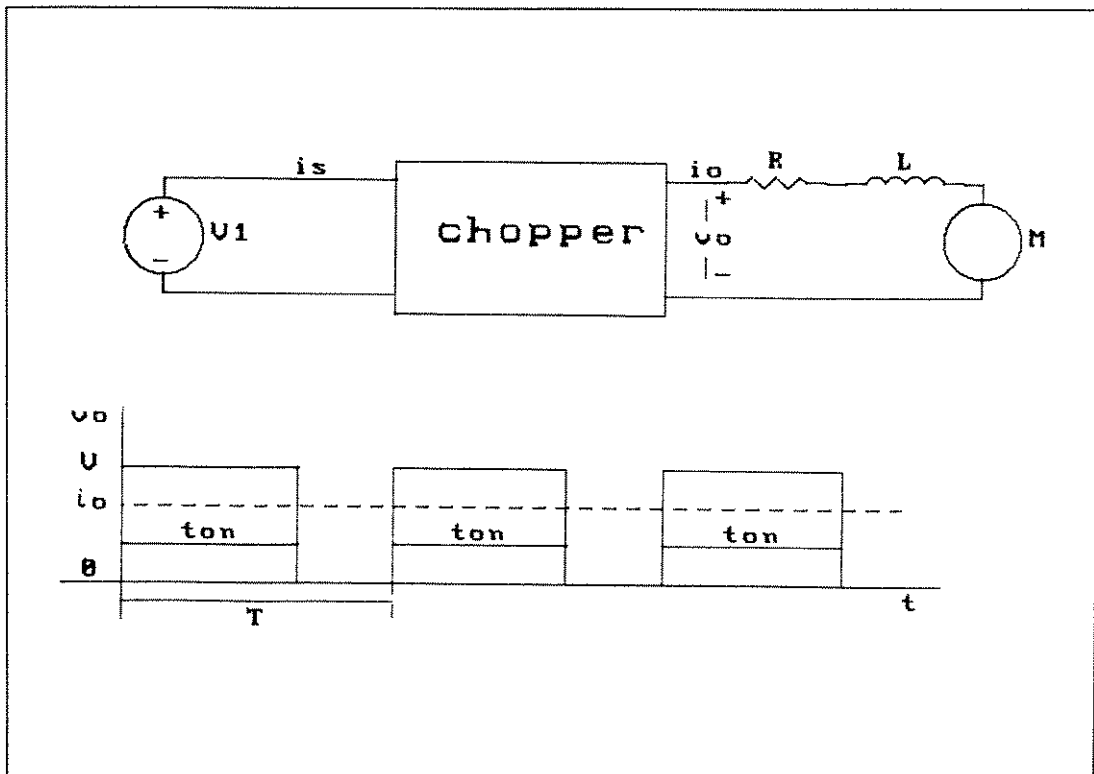


figura 3.2: Amplificador PWM

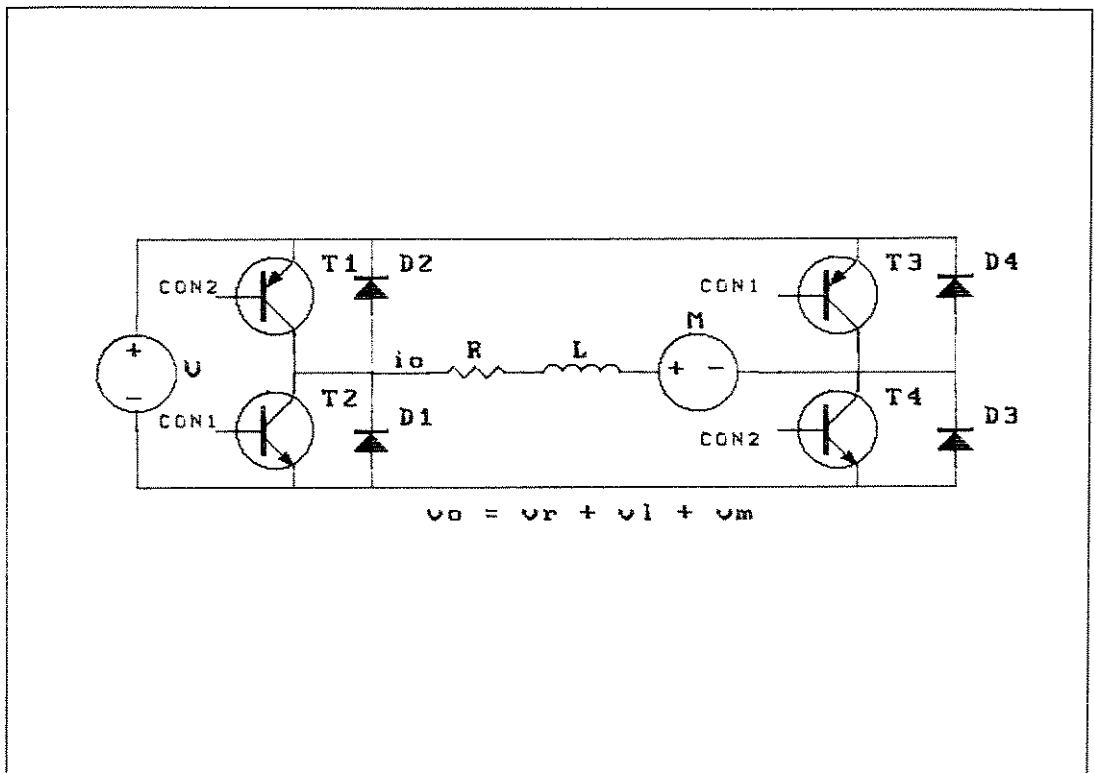


figura 3.3 : Configuração quatro quadrantes

3.1.1.2- Servos-motores d.c.

Pelo seu bom comportamento dinâmico , baixo momento de inércia , alto torque de aceleração e facilidade no controle de velocidade , os servos-motores d.c. são amplamente utilizados nas aplicações em M.F. . Além destas características mencionadas ,os servos usados no acionamento de M.F. são construídos com geometrias especiais a fim de acentuar determinadas qualidades.

Descreveremos a seguir algumas geometrias de construção e as características que advêm destas .

a) Rotor de alta velocidade : Quando comparado ao tipo padrão , este tipo de servo possui melhor aceleração e menor momento de inércia devido à compensação de enrolamento , pequeno diâmetro de armadura e laminação da carcaça do motor . Entretanto , devido à baixa capacidade de dissipação de calor, fornece baixo torque de rotação em regime . Torques mais altos são conseguidos em altas velocidades ou com o uso de caixa de engrenagens .

b) Rotor de disco : Os servos com rotor de disco são motores com excitação por imã permanente , sendo o rotor feito de material isolante possuindo condutores de cobre enrolados em um entreferro (*gap*) . O campo magnético produzido por oito a dez pares de polos é uniformemente distribuído dentro do motor . O caminho de retorno magnético se dá através dos componentes de ferro da carcaça do motor . A corrente é conduzida por escovas de uma liga de carbono .

c) Rotor oco : Neste tipo de servo o enrolamento de armadura é feito em um núcleo em forma de sino rigidamente fixo no eixo do motor . Em contraste com a prática adotada em motores d.c. convencionais ,o ferro da armadura não faz parte do eixo , mas é fixo e forma parte da carcaça . Isto propicia ao rotor um baixo momento de inércia .

d) Rotor de barras : Servos-motores d.c. com armadura formada por barras caracterizam-se por um baixo momento de inércia e alta capacidade de aceleração . No núcleo laminado (aço/silício) ,o enrolamento de armadura é pressionado contra o eixo com ajuda de uma correia de fibra de vidro .

e) Rotor de baixa velocidade : Este tipo de servo possui magnetização permanente com características de *shunt* podendo fornecer alto torque em baixas velocidades , pois o calor gerado é absorvido pela alta capacidade de dissipação do rotor . Normalmente acoplados diretamente ao eixo do motor sem redução (acionamento direto) . Podem ser obtidas velocidades até 3000 rev/mim e devido à magnetização permanente sua eficiência é alta [36] .

A caracterização do servo-motor da fresadora dentro de uma das geometrias descritas não foi possível , pois não se pode desmontar um motor com magnetização permanente sob pena de danificá-lo , entretanto tal fato não prejudicará o desenvolvimento do modelo como veremos no próximo item .

Foi determinada experimentalmente a corrente do servo-motor ; com carga (acoplado ao eixo) é da ordem de 1A e sem carga (desacoplado) é de 400mA. A potência elétrica do servo-motor é da ordem de 12W .

3.1.1.3- Modelo experimental do acionamento da máquina

A função de transferência do acionamento da máquina fresadora foi levantada experimentalmente . Esta escolha se deve a dois fatores : dificuldade na obtenção de determinados parâmetros do amplificador PWM e a possibilidade da inclusão do atrito (das guias e do fuso de esferas) e da inércia da mesa no modelo .

O acionamento da máquina é composto pelo pré-amplificador , amplificador PWM e o servo-motor de ligados em cascata . Não houve realimentação de posição durante os experimentos .

Nestes testes o sistema de acionamento foi tratado como uma " caixa preta " .

As curvas da figura 3.4 e 3.5 foram levantadas fazendo-se uma varredura em frequência , com tensão de pico constante , na entrada do pré-amplificador e medindo-se a tensão de saída , proporcional a velocidade do motor , a partir de um tacômetro analógico acoplado ao eixo . O motor estava acoplado à mesa quando foram efetuadas tais medidas .

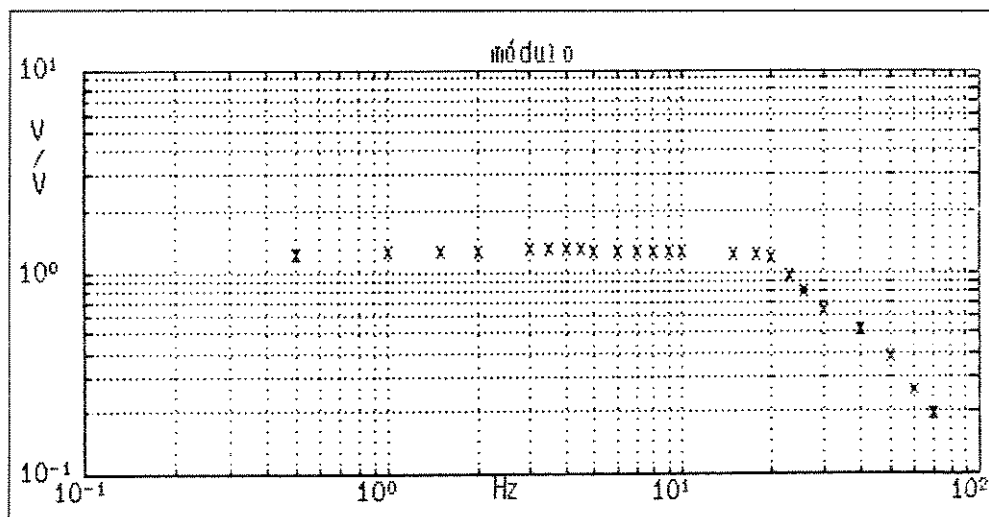


figura 3.4 : Gráfico de Bode (módulo)

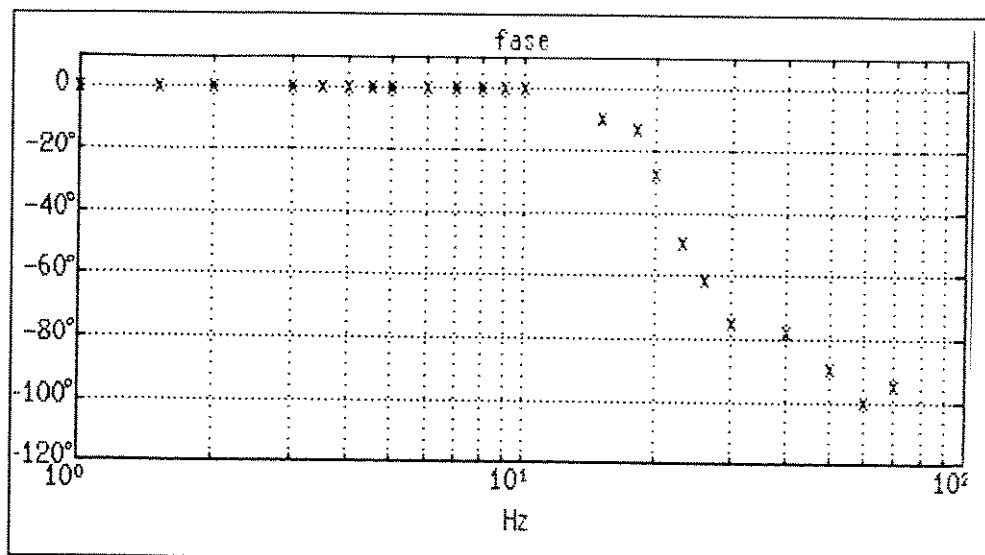


figura 3.5 : Gráfico de Bode (fase)

Todos os valores de saída foram divididos pela constante do tacômetro (3mV/rpm) , já que este não faz parte do sistema de acionamento .

O sistema representado foi aproximado pelas curvas por uma função de transferência de primeira ordem com um ganho de 400rpm/V e uma frequência de corte de 20Hz .

3.1.2.- Transmissão

Elementos da transmissão são as partes mecânicas do acionador que efetuam a transferência de esforço (torque) entre o motor e a carga .

Os diversos elementos que fazem parte da transmissão possuem características mecânicas de deformação e vibração que podem acarretar erros. As vibrações relativas entre a ferramenta e a peça são responsáveis por um acabamento ruim na superfície do material .

As vibrações , independentemente das causas , provocam erros de posição entre a peça e a ferramenta . Estes erros na literatura de M.F. podem ser classificados em cinemáticos ou dinâmicos [3.2] .

Os erros cinemáticos se devem a falhas na construção , montagem ou desgaste e fadiga dos elementos , sendo chamados também de erros geométricos .

Existem elementos na transmissão que ,por sua colocação e construção geométrica ,devem ser objetos de maiores cuidados , tanto na montagem quanto em sua fabricação , pois contribuem de forma significativa para os erros cinemáticos . Alguns destes elementos são descritos abaixo :

- a) Excentricidade na rosca do fuso de esferas
- b) Excentricidade e erros de alinhamento nos mancais
- c) Erros de alinhamento e paralelismo nas guias da mesa .

Os erros dinâmicos são causados por forças que por alguma razão variam no tempo e excitam os elementos da transmissão . Estes elementos , sob o efeito de uma excitação externa , se comportam como sistemas massa-mola , com uma certa frequência de ressonância . O sistema todo por sua vez possui várias frequências de ressonância , e a menor delas se torna crítica pois é mais facilmente atingida (inclusive por auto-excitação) , podendo levar a uma vibração excessiva da máquina .

Para que nenhuma frequência de ressonância da máquina esteja dentro da banda passante do sistema , devemos fazer a frequência de corte da função de transferência no plano s menor que a menor frequência de ressonância do sistema .

Grandes massas e flexibilidade excessiva nos elementos são responsáveis por modos de vibração em baixas frequências resultando , segundo a regra acima ,em um sistema de posicionamento mais lento .

No projeto dos elementos da transmissão devemos considerar o tipo de aplicação da máquina , tipo de operação e o tipo de carga , para inferir quais

os erros na transmissão (cinemático ou dinâmico) terão maior influência no resultado final da operação . A figura 3.6. nos mostra a transmissão por fuso de esferas usada em nossa máquina .

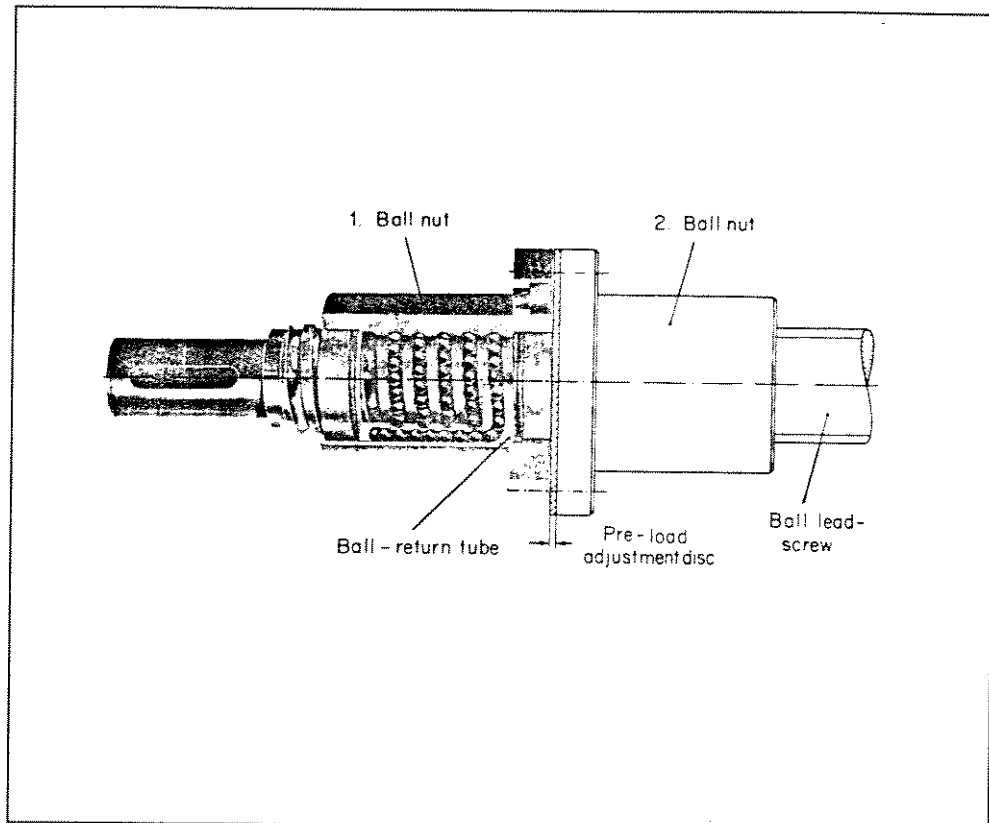


figura 3.6 : Transmissão por fuso de esferas recirculantes

As máquinas -ferramentas acionadas por comando numérico ,devido à sua característica de alta precisão , demandam entre outras coisas , sistemas de transmissão sem folgas , *slip-stick* e com atrito reduzido . A transmissão por fuso de esferas recirculantes é um esforço neste sentido . Suas características são :

- a) Alta eficiência mecânica devido ao baixo atrito de rolamento (até 95 %)
- b) *Slip - stick* (desliza - prende) reduzido
- c) Grande durabilidade
- d) Capacidade de pré-carga

e) Rigidez adequada

f) Baixo coeficiente de amortecimento

A porca do fuso é dotada de um canal interno para que os rolamentos possam retornar e reiniciar o ciclo , este dispositivo permite um menor comprimento da porca .

A porca pode ser pré-carregada se pequenas folgas e alta rigidez forem imprescindíveis .Deste modo teremos uma porca dupla que poderá ser comprimida ou tensionada , por meio de parafusos ou espaçadores , conforme a direção da carga aplicada .

A flexibilidade do fuso, embora desprezível para a maioria das aplicações , se faz presente à medida que a solicitação de torque aumenta . O estudo da flexibilidade deste tipo de transmissão não faz parte do propósito deste trabalho . A referência [3.3] trata o problema da deformação de um fuso de esferas com porca dupla pré-carregada .

Em nosso modelo a transmissão por fuso de esferas recirculantes terá uma constante como função de transferência , pois trabalharemos com pequenos torques . Como o fuso se desloca linearmente 5mm por volta do eixo do motor esta constante resulta em 0.083mm/s/rpm .

3.1.3- Sensor

Segundo o sensor utilizado, o valor da variável que se deseja conhecer pode ser digital ou analógico . Se para sabermos o valor atual da variável em questão se fizerem necessários valores anteriores , esta medida é dita ser relativa ou incremental , caso contrário será absoluta . Em relação ao tipo de movimento os sensores podem ser angulares ou lineares .

O sensor utilizado na máquina fresadora é angular , incremental e rotativo . Um disco óptico acoplado diretamente ao eixo fornece como resposta ao movimento do motor um sinal pulsante , cuja frequência é proporcional à velocidade do motor .

Este sinal se origina da movimentação do disco , dividido em 2000 setores circulares hachurados intercaladamente , entre um elemento fotosensível e um elemento emissor de luz .

A construção física deste sensor nos fornece três sinais de saída . Dois deles (A e B) são idênticos na forma e na frequência dos pulsos , porém defasados de $\pi/2$ radianos, gerando 1000 pulsos por revolução no eixo , o que nos permite calcular a posição da mesa simplesmente contando os pulsos de A ou de B . A razão de se ter dois sinais é que , por serem defasados de $\pi/2$ radianos , pode-se decidir qual o sentido de rotação do motor e por consequência de avanço da mesa .

O terceiro sinal (C) fornece um pulso por volta no eixo , mas não será utilizado .

O sensor de posição será modelado por uma função de transferência constante de valor unitário , pois a placa de entrada fornece a posição relativa da mesa diretamente .

3.2- MODELAGEM DO SISTEMA

O modelo desenvolvido para a máquina está baseado na análise da função de transferência de cada bloco que compõe o sistema . A complexidade do modelo que representa um sistema real está ligada ao tipo de aplicação , e a precisão da análise quantitativa que se deseja obter .

A escolha das dinâmicas a serem modeladas depende da aplicação da máquina (precisão e velocidade de posicionamento e velocidade de corte em uma M.F.) . Se , por exemplo , a banda passante especificada for muito larga ,as dinâmicas de alta frequência devem ser modeladas , pois terão grande influência no projeto do controlador . A flexibilidade das guias e eixos da máquina merecerão atenção se algum de seus modos de vibração estiver dentro da banda passante projetada para o sistema .

As não-linearidades e descontinuidades devem ,tanto quanto possível, ser incluídas no modelo para que um desempenho acima das possibilidades não seja esperado . As principais não-linearidades e descontinuidades presentes na máquina estão mencionadas abaixo .

Não-linearidades :

Saturação : -Sensores
 -Controle
 -Amplificador P.W.M.

Digitalização : -Conversor D/A
 -Conversor A/D

Atritos : -Mecanismos do motor
 -Elementos da transmissão
 -Engrenagens e rolamentos
 -Guias dos carros

Descontinuidades :

 -Folgas na transmissão
 -Curso máximo das guias

No projeto do controlador será considerada a saturação do amplificador PWM , por ser uma importante restrição e a mais crítica . A transmissão por fuso de esferas recirculantes , discutida no item 3.1.2 , diminui consideravelmente as folgas , razão pela qual as consideraremos desprezíveis .

A figura 3.7 , representa para a aplicação em pauta o modelo linear da máquina fresadora no qual serão testados os controladores projetados . Serão descritos a seguir os blocos que compõem o modelo .

O bloco indicado por G_c é destinado ao algoritmo de controle da máquina , e será descrito no capítulo subsequente . Este controlador irá supervisionar a posição do eixo da mesa em tempo real .

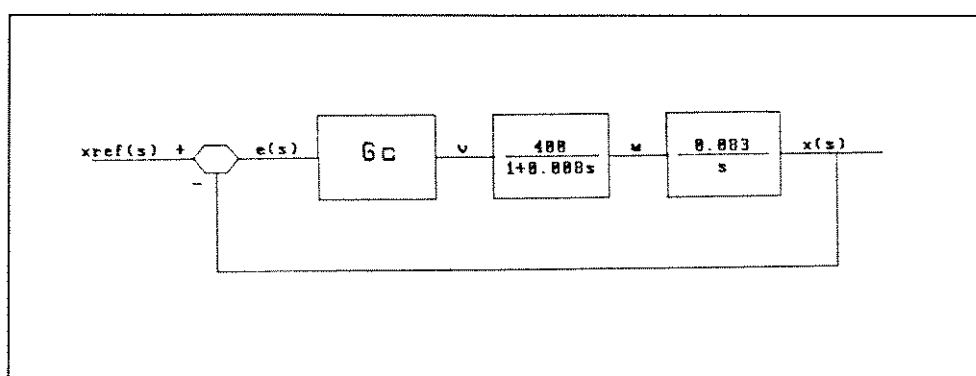


figura 3.7 : Controle de posição

O próximo bloco representa a função de transferência do sistema de acionamento(amplificador e servo-motor d.c.) que foi levantada experimentalmente .

O bloco seguinte representa o modelo da transmissão por fuso de esferas recirculantes .

O bloco integrador fornece a posição da mesa (mm) tendo como entrada a velocidade de deslocamento longitudinal (mm/s) .

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CONTROLADOR

O modelo da fresadora foi desenvolvido para que pudéssemos conhecer o comportamento da máquina sob a ação de um controlador . Serão estabelecidas algumas especificações para o desempenho da máquina, e a simulação do modelo nos ajudará a projetar um controlador que atenda às especificações . É esperado que o desempenho real e o obtido na simulação sejam diferentes , entretanto o modelo foi desenvolvido de forma a tornar esta diferença aceitável.

As especificações do desempenho real da máquina levam em conta o tipo e as características construtivas da máquina , bem como sua aplicação. Por exemplo , um sobressinal durante uma operação de usinagem irá danificar a peça caso possua contornos em ângulos retos , um pequeno erro em regime, após vários pequenos deslocamentos em um único sentido , poderá se tornar muito maior que o máximo permitido . Um sobressinal nulo e um erro em regime nulo são as principais restrições ao projeto do controlador . Além disso queremos tornar a máquina tão rápida quanto possível .

O projeto será desenvolvido na forma de um controlador contínuo . A função de transferência contínua do controlador , ajustada de acordo com as especificações , será aproximada por uma função discreta que será implementada no computador de controle . Esta aproximação será tanto melhor quanto menor for o período de amostragem .

4.1.- Projeto do controlador contínuo

Primeiramente iremos descrever as especificações e restrições da máquina que irão direcionar o projeto do controlador . A maioria das especificações e restrições aqui enumeradas já foram mencionadas em outras seções , entretanto achamos conveniente agrupá-las para facilitar o entendimento . Não foi objetivo do trabalho o controle do eixo árvore, portanto suas restrições não serão apresentadas .

As duas restrições importantes para o projeto do controlador são : o mínimo período de amostragem e o máximo valor da tensão de controle . O menor período de amostragem depende do equipamento e do tipo do algoritmo de controle implementado pelo *software* . Para os controladores P e PI a variação é mínima e o período de amostragem é de 4 ms . A máxima tensão de controle permitida para que não ocorra saturação do amplificador (*driver*) é de $\pm 5V$.

A especificação da resposta da máquina diz respeito à ausência de sobressinal e erro em regime nulo para entrada degrau nos eixos horizontais. Ambas as especificações visam melhorar a qualidade de acabamento da peça usinada . No seguimento de um sinal de referência aceitamos um erro de *tracking* da ordem de 0.2mm , este erro é razoável para se seguir trilhas em circuito impresso (*board-maker*) , visto que o espaçamento entre as trilhas raramente é menor que 2mm . Tal especificação limitará a velocidade máxima com que a mesa poderá seguir uma trajetória dada . O erro de *tracking* acima especificado está dentro da faixa de atuação do sensor , pois este possui uma resolução de 5 μm .

Retomamos aqui a hipótese , vista no capítulo 3 , de que iremos trabalhar somente com pequenos torques , pois a aplicação da máquina (*board-maker*) nos permite esta simplificação .

Esta seção está dividida em duas partes , que descrevem o projeto dos controladores P e PI contínuos no tempo .

A tentativa em se obter a resposta esperada com os controladores P e PI, reside no fato de que, por serem mais simples são mais facilmente implementados e requerem um tempo menor para os cálculos do algoritmo discreto.

O modelo desenvolvido no capítulo anterior será usado nas seções seguintes . A função de transferência que representa a planta é composta pelos blocos 2 , 3 e 4 , item 3.2 do capítulo 3 , que se substituirmos os respectivos valores e agruparmos , teremos :

$$G_p(s) = \frac{33.3}{s (1 + 0.008 s)} \quad \text{eq. 4.1}$$

A lei proposta para os controladores contínuos no tempo , ilustrada abaixo , será :

$$V_{cont}(s) = G_c(s) (x_{ref}(s) - x(s)) \quad \text{eq. 4.2}$$

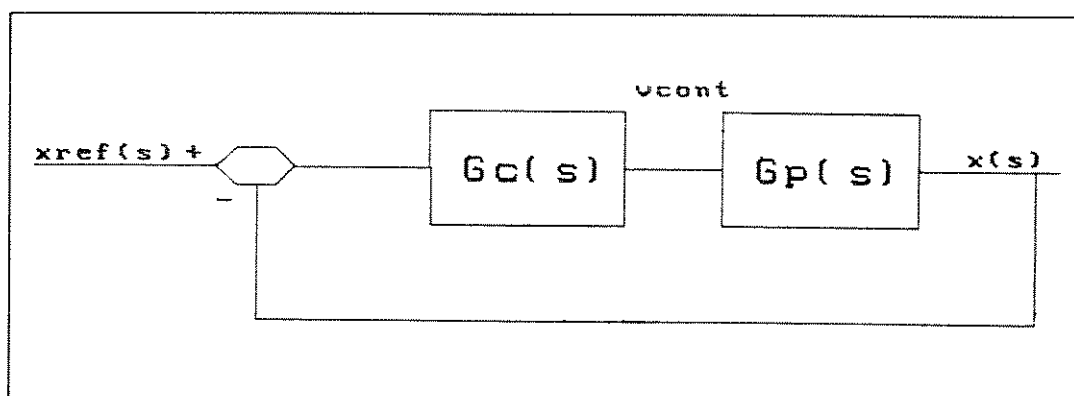


figura 4.1 : Controle de posição

Onde $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador , x_{ref} é a posição referência , x é a posição real e V_{cont} é a tensão de controle .

4.1.1.- Controlador tipo P (proporcional)

É bastante comum em engenharia que se inicie um projeto escolhendo a solução mais fácil e menos onerosa ,desde que atenda as especificações . Desta forma é natural que a primeira tentativa do projeto fosse do tipo proporcional.

O modelo que representa a máquina fresadora é do tipo 1, e portanto para uma entrada degrau deveria apresentar erro em regime nulo . Este foi um outro motivo que nos levou a considerar o controlador proporcional suficiente para atender as especificações de projeto .

Entretanto , quando o implementamos , a máquina não teve o comportamento esperado , apresentando um erro em regime da ordem de 5% da amplitude do degrau de entrada . Existem duas causas possíveis para este erro: (i) dinâmicas não modeladas e (ii) aproximação da curva de Bode do acionador por uma função de primeira ordem .

A máxima (mínima) tensão permitida na entrada do sistema de acionamento sem que ocorra saturação na saída é de +5V (-5V) , tal fato nos levou a limitar o ganho e por consequência a tensão de saída do controlador . Mesmo sem saturação segue existindo um erro em regime , o que nos levou a utilizar um controlador PI .

4.1.2.- Controlador tipo PI (proporcional + integral)

O controlador PI aumenta o ganho em baixas frequências e permite diminuir os erros em regime (eliminando o erro para entrada degrau).

O controlador PI pode ser escrito na forma :

$$G_{PI}(s) = K_P (1 + 1 / T_I s) \quad \text{eq. 4.3}$$

Onde K_P representa o ganho proporcional e T_i o tempo de ação integral .

Para evitarmos a saturação do amplificador , que tornaria o sistema não-linear ,será calculado qual o máximo ganho , k_p , que pode ser colocado tal que o controlador nos forneça uma tensão de controle no intervalo de $\pm 5V$.

A equação abaixo relaciona a tensão de controle V_{cont} com os parâmetros da planta .

$$V_{cont}(s) = \frac{G_c(s)}{1 + G_p(s) \cdot G_c(s)} U(s) \quad \text{eq. 4.4}$$

Em nosso sistema a maior tensão de controle irá ocorrer na partida da máquina (início de uma nova referência com velocidade inicial nula) , pois o erro em $t = 0$ segundos será o maior possível , visto que a resposta do sistema não deve ter sobresinal (especificação de projeto) .

Pelo teorema do valor inicial podemos escrever que :

$$\left| \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{G_c(s)}{1 + G_p(s) \cdot G_c(s)} U(s) \right| \leq 5 \quad \text{eq. 4.5}$$

Substituindo $G_c(s)$ e $G_p(s)$ respectivamente pela equação do controlador e da planta , lembrando que $U(s)$ é constante (amplitude do degrau) , e resolvendo o limite teremos :

$$K_p \cdot U \leq 5 \quad \text{eq. 4.6}$$

Resolvendo o limite acima com a condição maior ou igual que -5 isto nos levará ao mesmo resultado , pois na prática o sinal indica somente o

sentido do movimento .

A fim de satisfazer às especificações do projeto , os seguintes aspectos têm que ser considerados :

i) tem-se interesse em um ganho alto ,que implica em um sistema mais rápido e na diminuição do erro de *tracking* , como veremos na próxima seção .

ii) utilizando-se um ganho alto a amplitude do degrau de referência terá que ser pequena , para evitarmos a saturação do sistema de acionamento, obedecendo a equação 3.6 .

iii) existe uma relação entre o período de amostragem , Δt_{amost} e a rapidez da resposta do sistema , medida em termos do tempo de estabilização , T_{est} , ou do tempo de subida , T_{sub} . Nesta aplicação ambos são equivalentes, pois a resposta não apresentará sobrelevação . Na literatura [4.1] sugere-se que o período de amostragem seja 2% a 3% do tempo de estabilização . Com um período de amostragem de 4ms , para o controlador PI , o tempo de estabilização deverá ser maior ou igual a 120ms . Para um tempo de estabilização menor , o valor do período de amostragem não permite representar convenientemente o sistema ,e o desempenho do controlador digital não será previsível a partir do modelo .

Trata-se agora de ajustar o controlador PI de forma que o sistema em malha-fechada tenha um tempo de estabilização da ordem de 120ms sem que ocorra saturação .

Para cada amplitude do degrau de referência tem-se um ganho máximo . Com este ganho máximo é possível analisar a influência de t_i sobre o tempo de estabilização . Os pólos em malha fechada do sistema são as raízes de :

$$1 + k_p \left(1 + \frac{1}{t_i s} \right) \frac{33.3}{s (1 + 0.008s)} = 0 \quad \text{eq 4.7}$$

Para k_p dado ,a influência de t_i pode ser analisada através do lugar das raízes para t_i variável . Para tanto escreve-se a equação anterior como :

$$1 + 1/t_i \frac{33.3 k_p}{s^2 (1 + 0.008s) + 33.3 k_p s} = 0 \quad \text{eq 4.8}$$

E constrói-se o lugar das raízes como função de t_i . Para t_i tendendo à infinito, os pólos em malha-fechada estarão em :

$$s_1 = 0$$

$$s_2, s_3 \text{ raízes de } 0.008s^2 + s + 33.3 k_p = 0$$

Para t_i tendendo à zero, os pólos seguirão as três assíntotas do lugar das raízes. Construindo-se o lugar das raízes (R.L.) para diferentes valores de k_p , correspondente as diferentes amplitudes do degrau de referência, tem-se a possibilidade de escolher t_i para satisfazer a especificação do tempo de estabilização.

As figuras 4.2, 4.3 e 4.4 representam os R.L. para $k_p = 0.5$, 1, 1.4, correspondente a degraus de amplitude 10, 5 e 3 mm respectivamente.

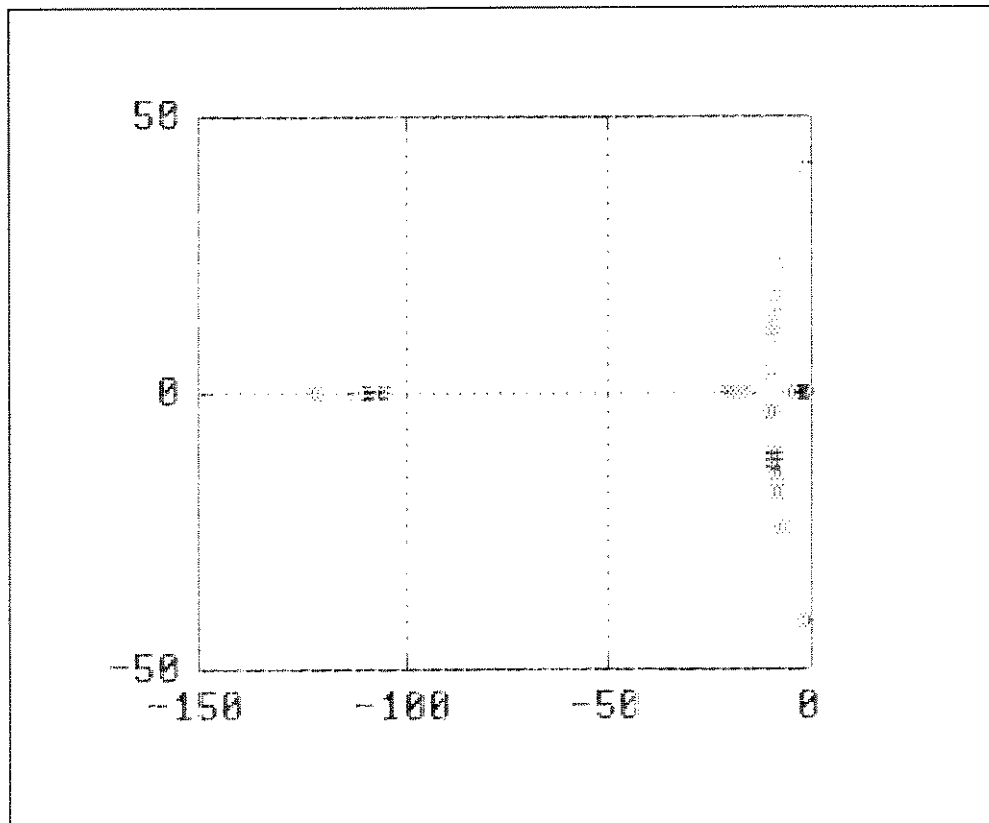


figura 4.2 : Lugar das raízes para $k_p = 0.5$

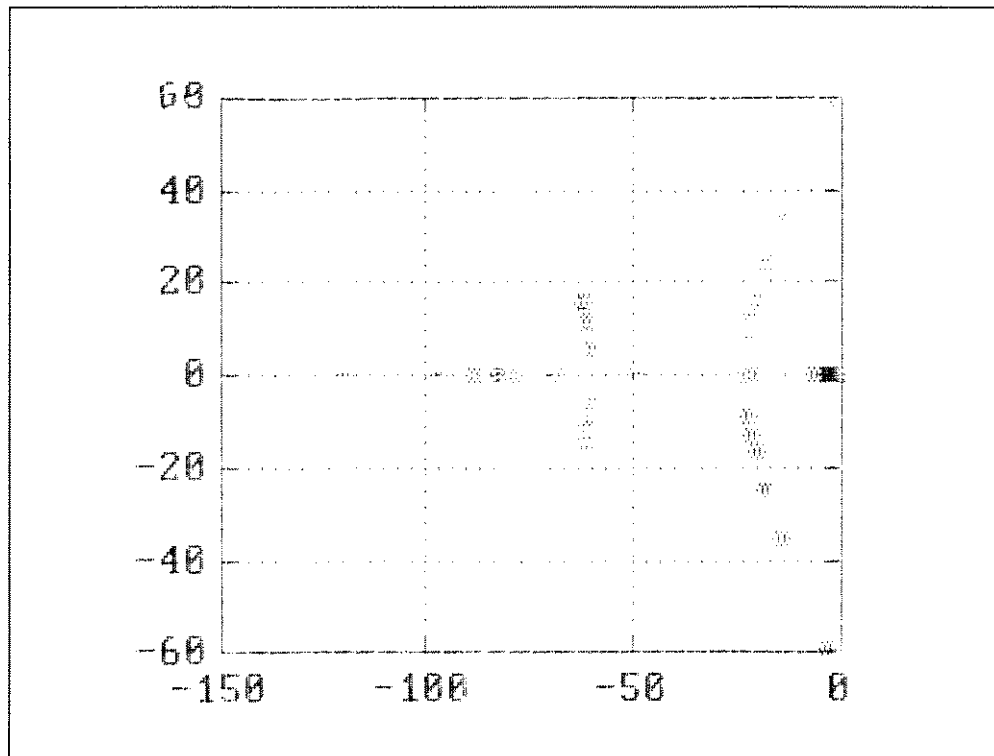


figura 4.3 : lugar das raízes para $k_p = 1$

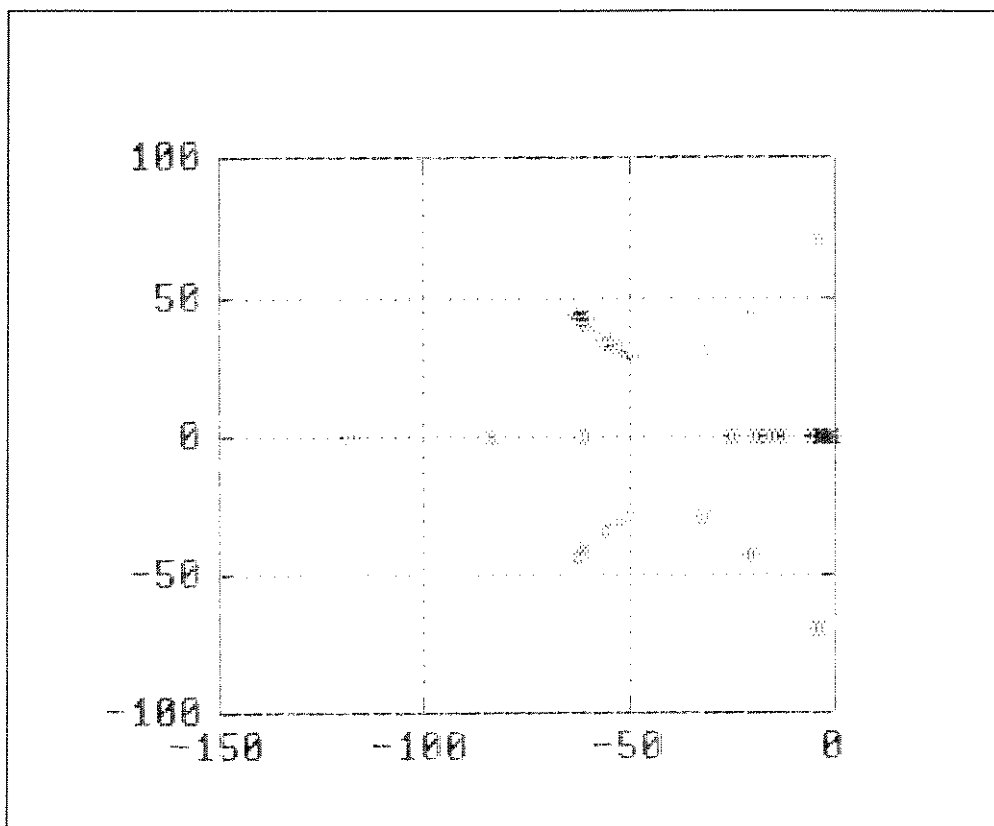


figura 4.4 : lugar das raízes para $k_p = 1.4$

Os pólos de malha-fechada para alguns valores de t_i estão indicados na tabela abaixo .

t_i	$k_p = 0.5$	$k_p = 1$	$k_p = 1.4$
0.1	-107 -8.8±10.8j	-79 -25,-21	-13.5 -55.7±34.9j
0.5	-105 -17,-2.3	-2.1 -61.4±11.2j	-2.1 -61.4±43.1j
5	-105 -19.5,-0.2	-0.2 -62.4±15.6j	-0.2 -62.4±43.7j
30	-105 19.7,-0.03	-0.03 -62.5±16j	-0.03 -62.5±43.8j

tabela 4.1 : Raízes do sistema

A situação $k_p = 0.5$ corresponde ao caso em que para t_i grande tem-se um pólo na origem e dois pólos reais . A medida que t_i diminui aparecem dois pólos complexos conjugados dominantes . Para obtermos uma situação sem sobre-elevação , o valor de t_i mínimo é de 0.25 . Como a função de transferência contém um zero em $-1/t_i$, o comportamento transitório (sem sobre-elevação) deve ser verificado . De fato como este zero está próximo ao pólo dominante observa-se nas respostas ao degrau , figura 4.5 , que só se elimina o sobre-elevação para $t_i > 10$ aproximadamente . Nesta situação ($t_i > 10$) o pólo dominante e o zero praticamente se cancelam e o tempo de resposta é definido pelo segundo pólo (~ -20) que corresponde a um tempo de estabilização (3τ) da ordem de 150ms , conforme mostra a figura 4.5 . A restrição do tempo de estabilização está satisfeita , contudo seria melhor um comportamento mais rápido .

As situações $k_p = 1$ e $k_p = 1.4$ são análogas no sentido em que para t_i grande o sistema possui um pólo na origem e dois pólos complexos conjugados. Inicialmente a medida que t_i diminui o pólo dominante real se

torna mais rápido . Como este pólo é praticamente cancelado pelo zero o tempo de resposta é determinado pelos dois pólos complexos conjugados , que correspondem a um amortecimento de 0.83 ($k_p = 1.4$) e 0.97 ($k_p = 1$) para t_i entre 30 e 0.5 , dando lugar a uma resposta sem sobrelevação como mostrado na figura 4.5 . O tempo de estabilização nos dois casos é menor que 120ms . Para conseguirmos um tempo de estabilização maior é necessário diminuir t_i , por exemplo , $t_i = 0.1$ para $k_p = 1$ que resultaria em pólos dominantes da ordem de -20 e um tempo de estabilização da ordem de 150ms . O problema nesta situação é que o zero , menos próximo a um dos pólos possui influência na resposta e origina sobrelevação , como mostra a figura 4.6 .

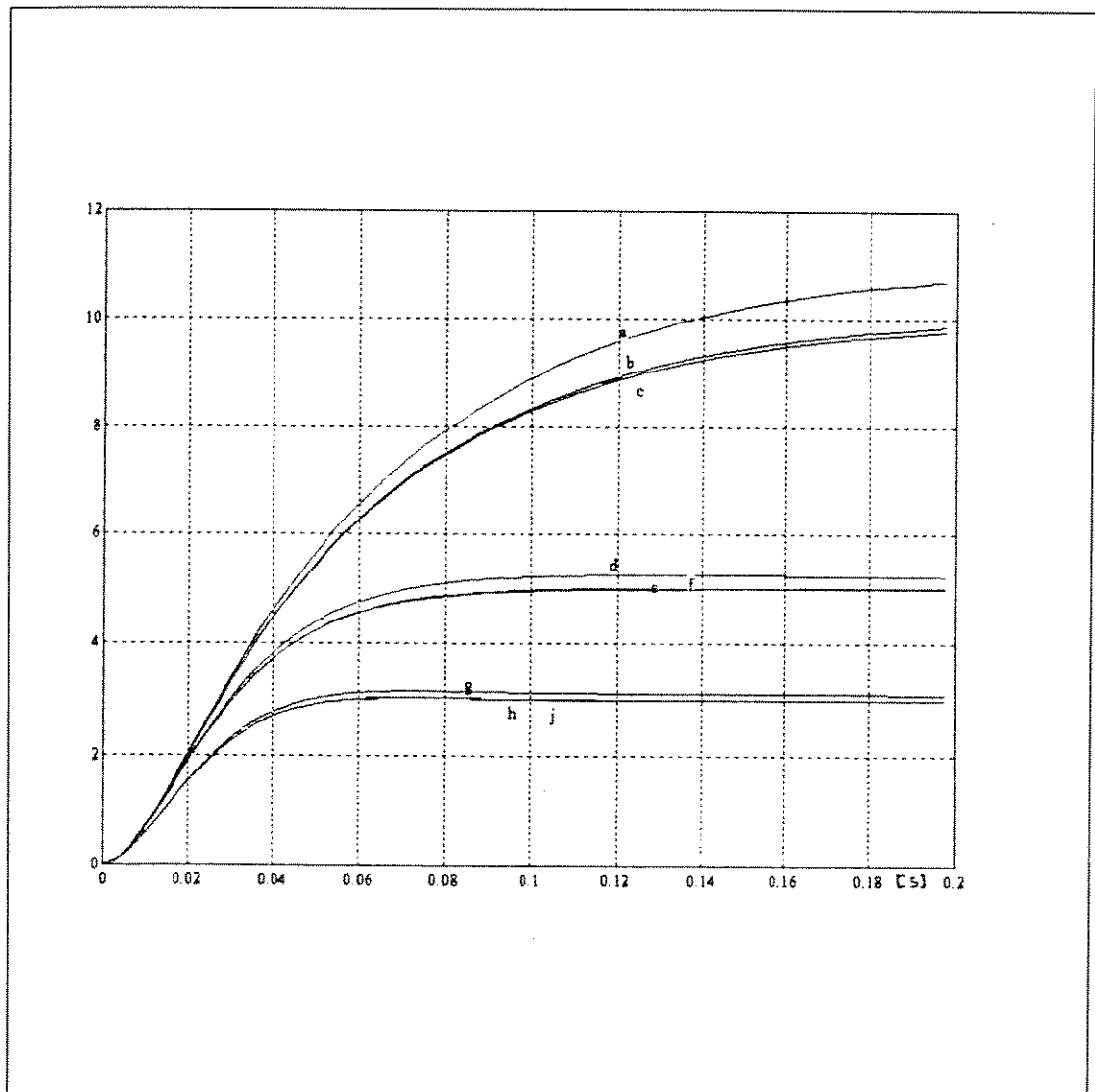


figura 4.5 : Resposta ao degrau

Curva	k_p	t_l [s]	amplitude [mm]
a	0.5	0.5	10
b	0.5	5	10
c	0.5	30	10
d	1	0.5	5
e	1	7	5
f	1	30	5
g	1.4	0.5	3
h	1.4	10	3
i	1.4	30	3

tabela 4.2 : Parâmetros da resposta ao degrau , gráfico 4.5

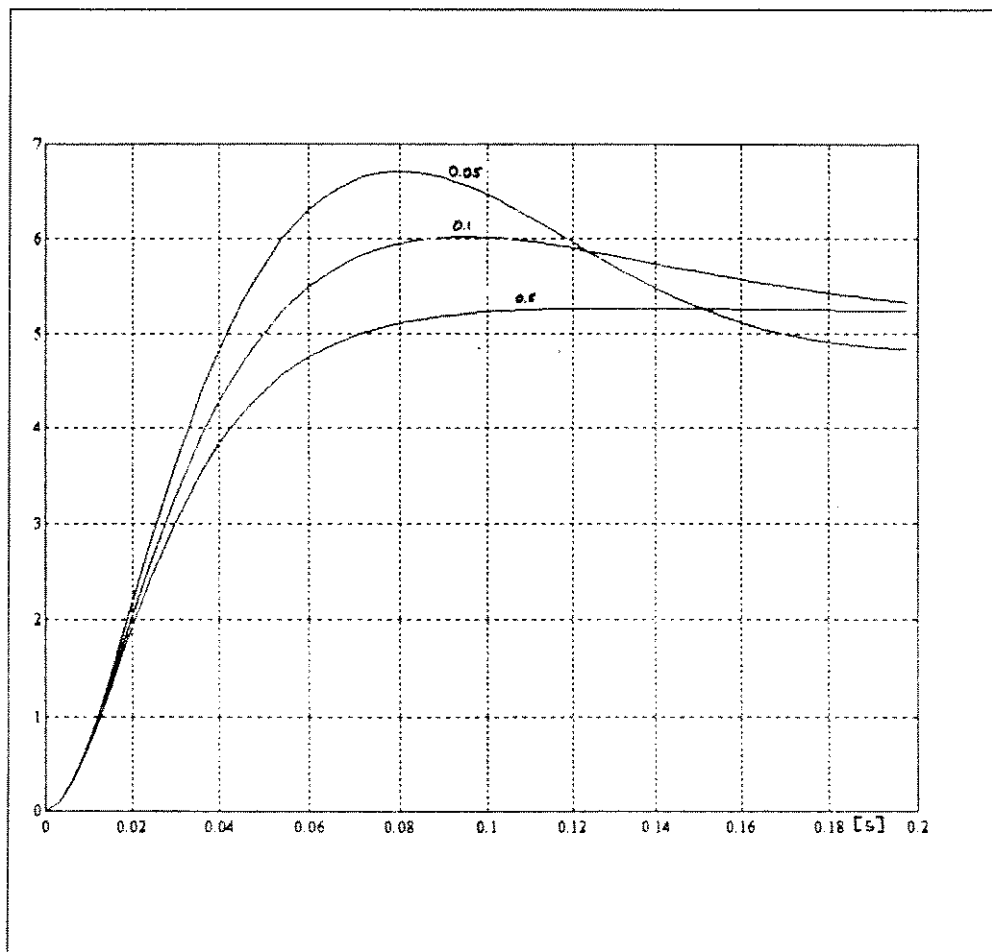


figura 4.6 : Resposta ao degrau para $t_l = 0.05$, 0.1 e 0.5 , $k_p = 1$

Em qualquer caso o comportamento da variável de controle deve ser verificado , pois até agora garantiu-se apenas que o valor inicial não ultrapassa os limites $\pm 5V$. O comportamento transitório depende dos pólos de malha-fechada e dos zeros da função de transferência u/ref .

$$\frac{u}{ref} = \frac{k_p (1 + t i s) s (1 + 0.008 s)}{t i s^2 (1 + 0.008 s) + 33.3 k_p (1 + t i s)} \quad eq \ 4.9$$

A figura 4.7 mostra o controle para as mesmas situações mostradas na figura 4.5 .

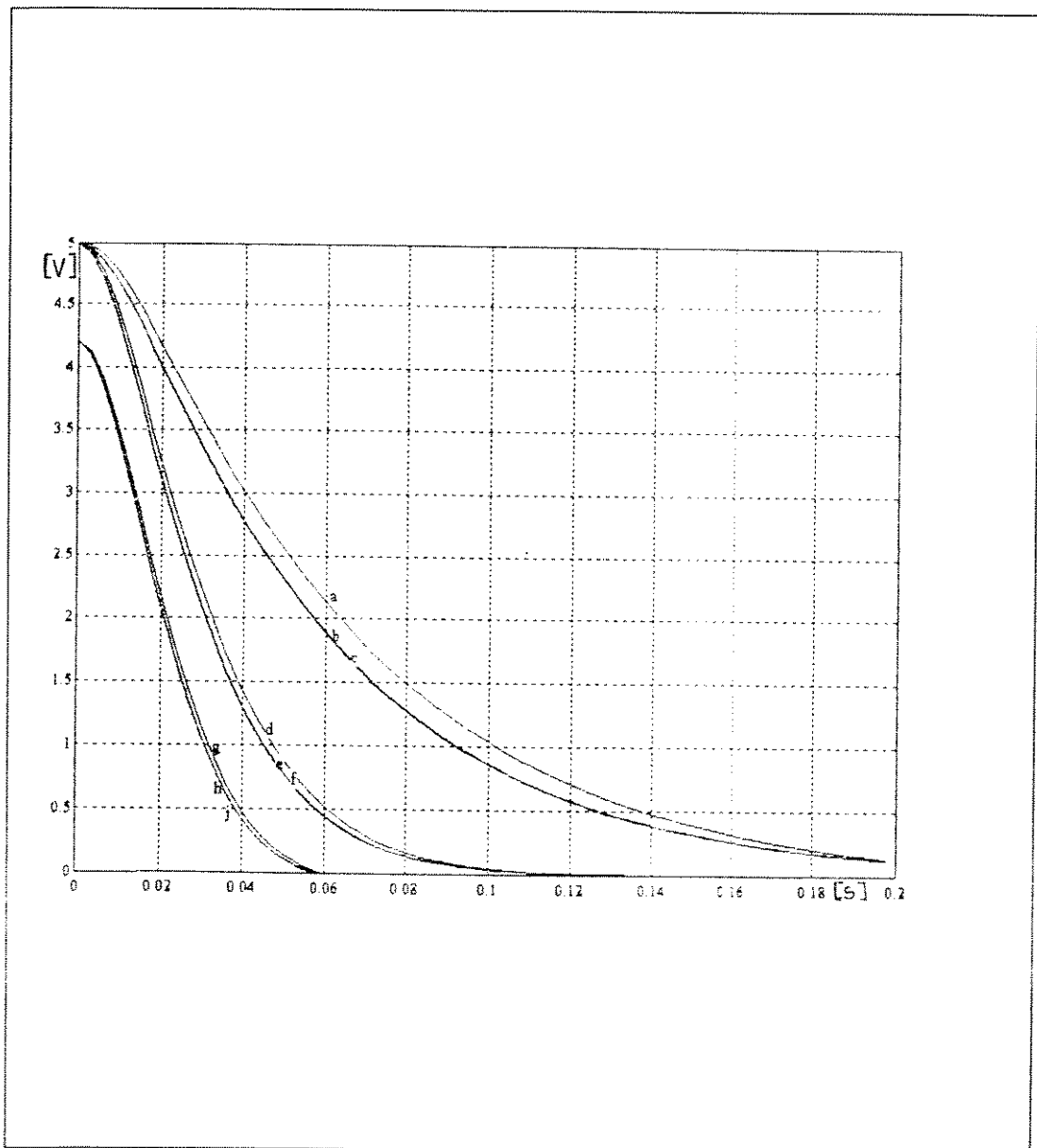


figura 4.7 : Variável de controle

O ajuste dos parâmetros do controlador PI deve também levar em consideração o erro durante o transitório na resposta de cada um dos degraus em que vai se decompor o sinal de referência a ser seguido . Este erro por sua vez depende da amplitude do degrau . Este aspecto será analisado na próxima seção .

Dado que o modelo linear utilizado é apenas uma aproximação do sistema real não é objetivo desta seção obter valores precisos para os ajustes do ganho e tempo integral . As ordens de grandeza obtidas para k_p e t_i são suficientes para prosseguir com (i) a análise do erro de seguimento e (ii) a implementação e verificação de comportamento do controlador discreto sobre o sistema real .

Caberia pensar na possibilidade de utilizar um controlador PID que pudesse ser implementado mantendo o intervalo de discretização de 4ms . Para o sistema em questão o PID não é adequado , pois com o PI já se atingiu o limite em tempo de resposta compatível com o intervalo de discretização .

4.1.2.1 - Análise do erro de seguimento (*tracking*) de trajetórias

Em muitas máquinas industriais o erro é dado somente em termos da diferença entre o valor final atingido e o valor final de referência , mas no caso de uma máquina fresadora a fidelidade a uma trajetória determina , na maioria dos casos , a qualidade da máquina .

Nestas máquinas existe o compromisso entre o acabamento da peça (erro de *tracking*) e a velocidade de produção que é função do tempo total de usinagem para cada peça . Existem outros fatores que influenciam na velocidade de produção mas não serão abordados neste trabalho .

Para diminuirmos o erro de *tracking* podemos diminuir a amplitude do

degrau , entretanto para percorrermos a mesma distância com degraus menores gastaremos mais tempo , comprometendo a velocidade de produção .

A simulação do modelo nos mostra este comportamento nos gráficos das figuras 4.8 e 4.9 .

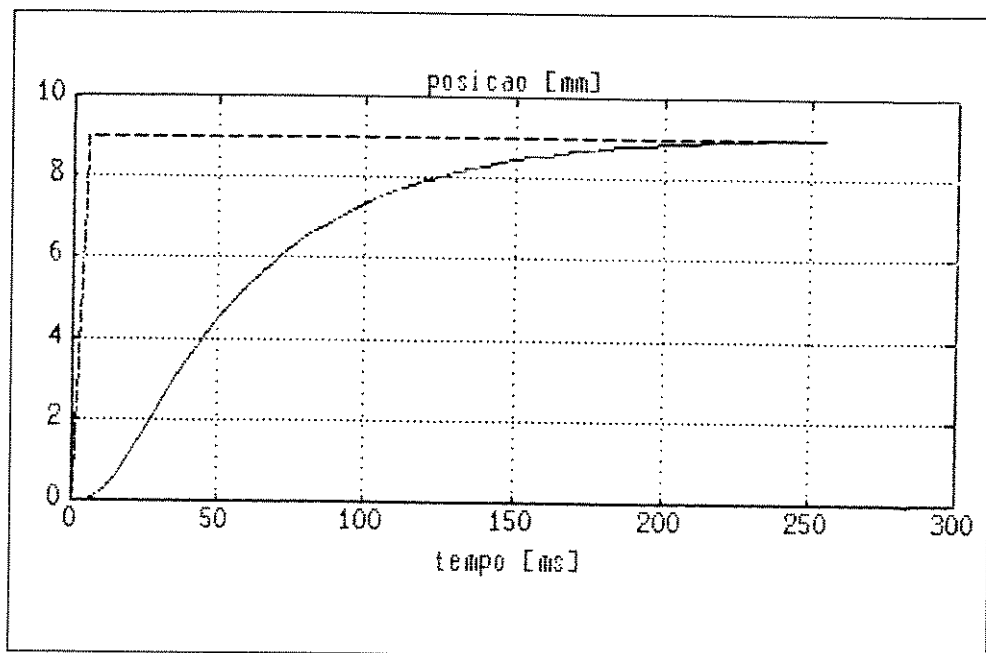


figura 4.8: Posição versus tempo , degrau 9mm , $k_p = 0.5$ e $t_i = 5s$

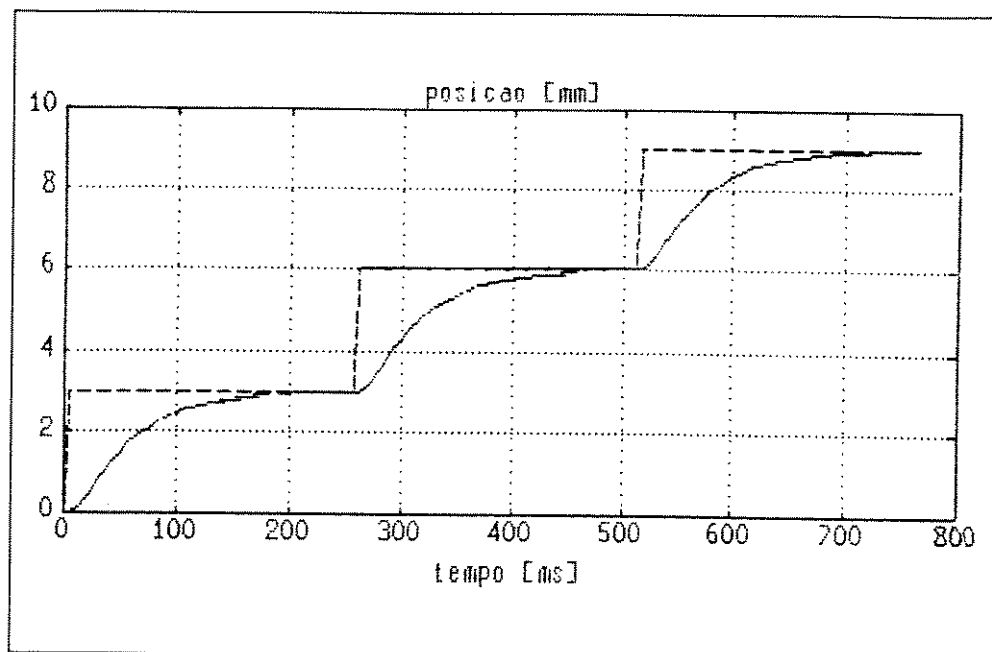


figura 4.9 : Posição versus tempo , degrau 3mm , $k_p=0.5$ e $t_i=5s$

No gráfico da figura 4.8 usamos um único degrau referência para percorrermos , com a ponta da ferramenta , dois pontos distantes 9mm no eixo x, os parâmetros do controlador PI são , $K_p = 0.5$ e $t_i = 5s$. O tempo gasto é de 250ms e o erro , diferença entre a curva efetivamente percorrida e o seguimento de reta que une os dois pontos tem um valor máximo da ordem de 3.6mm .

No gráfico da figura 4.9 fornecemos para o eixo x , 3 degraus de referência de 3mm perfazendo os 9mm iniciais , com o mesmo ajuste do controlador . O resultado da simulação nos fornece um erro máximo da ordem de 1.19 mm , três vezes maior que o anterior , não obstante o tempo gasto para percorrer a mesma distância é de 750ms .

Uma forma de contornar este problema é alterar os parâmetros do controlador . Sabemos do item anterior que se diminuirmos a amplitude do degrau podemos aumentar o ganho do controlador , respeitando os limites já discutidos , e desta forma diminuir o tempo de acomodação para o sistema . O

gráfico da figura 4.10 nos mostra este comportamento .

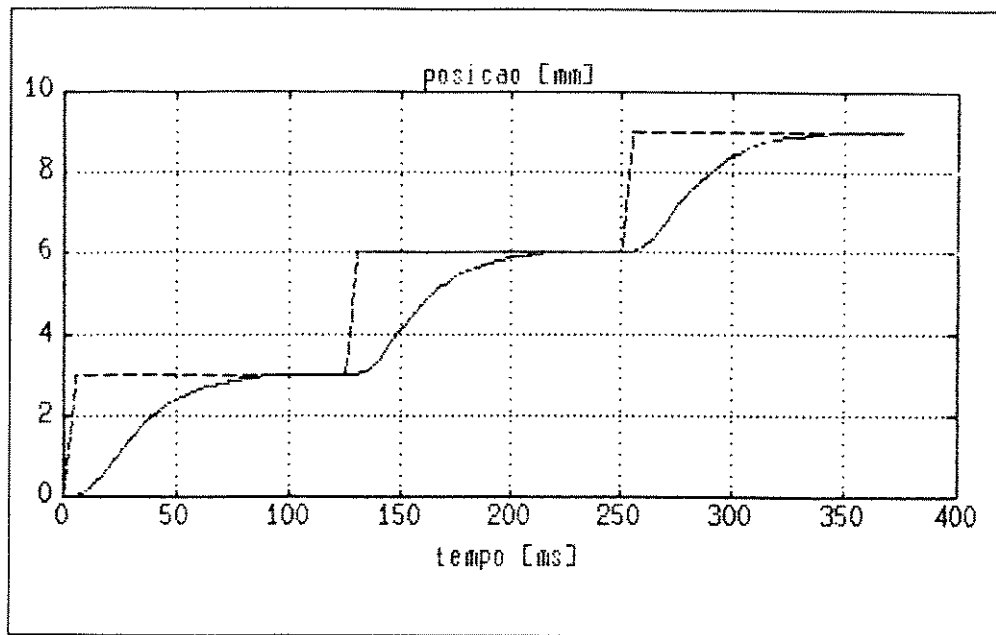


figura 4.10: Posição versus tempo ,degrau 3mm , $k_p=1.4$ e $t_i=10s$

Com os parâmetros do controlador PI ajustados em , $K_p = 1.4$ e $t_i=10s$ o erro de *tracking* diminui para 0.96mm e o tempo total gasto fica em torno de 350ms , representando uma economia de tempo da ordem de 50% em relação ao resultado anterior (figura 4.9) .

Com base nos resultados da discussão acima , podemos escolher o ajuste do controlador , priorizando o tempo total gasto por peça ou o erro de *tracking* conforme o lote de peças a serem usinadas .

Os exemplos acima são úteis para podermos compreender a relação entre o erro de *tracking* e a amplitude do degrau , todavia o erro de 0.96 mm (fig. 4.10) ainda é grande para a aplicação . Para conseguirmos um erro de 0.2 mm no seguimento de trajetórias , considerado apropriado , utilizamos degraus de referência da ordem de 0.9mm na implementação , conforme será visto na seção 5.3 .

4.2.- Projeto do controlador discreto

Queremos obter uma função $G(kh)$ discreta , que possa ser implementada no computador sob a forma de equações de diferenças e que seja uma aproximação do controlador PI desenvolvido na seção anterior .

Existem vários métodos que se prestam a esta aplicação [1] , usaremos o método de Euler para aproximarmos a parte integral do controlador , resultando na equação abaixo :

$$G(kh) = K_P \left(1 + \frac{h}{T_I(q-1)} \right) \quad \text{eq. 4.10}$$

Os parâmetros K_P e T_I são os mesmos do controlador PI projetado na seção anterior . A variável h representa o período de amostragem em segundos . A escolha adequada deste fator é importante pois determina se , por exemplo,teremos com os pontos amostrados uma boa representação do sinal de erro do sistema e uma boa aproximação do controlador contínuo . Quanto menor o período de amostragem mais a resposta do controlador discreto se aproxima da resposta do controlador contínuo para uma mesma entrada .

Além do *hardware* disponível os principais fatores determinantes na escolha do período de amostragem são [4.2] : a banda passante do sistema em malha-fechada ou as especificações de tempo de subida ou tempo de acomodação , as frequências de ressonância estrutural da máquina que exigem uma frequência de amostragem no mínimo duas vezes maior que sua mais alta frequência natural se estiverem dentro da banda passante de malha-fechada e sensibilidade a erros na determinação dos parâmetros da planta .

O teorema de Shannon nos fornece a relação da menor frequência de amostragem e a maior frequência presente no sinal , entretanto duas vezes para a maioria dos sistemas práticos não é suficiente . Um resultado aceito [19] é que a frequência de amostragem deve ser da ordem de 10 vezes maior do que a frequência de banda passante do sistema em malha fechada.

O menor período de amostragem que conseguimos obter foi de 4ms , para o controlador PI . Este período de amostragem é suficiente segundo as regras acima e se mostrou adequado nos testes experimentais .

A resposta do sistema a uma entrada degrau , sob ação do controlador discretizado e a tensão de saída do controlador está exemplificada nas figuras 4.11 e 4.12 .Para os dois casos a amplitude do degrau é a mesma do item 4.1.2, 3mm e 10mm ; os ganhos são , $K_p = 1.4$ e $K_p = 0.5$ respectivamente e o tempo integral está assinalado em cada curva .

Comparando estas , com as curvas obtidas na seção 4.1.2 , controlador PI contínuo , podemos afirmar que a aproximação foi boa , pois as curvas são bastante semelhantes .

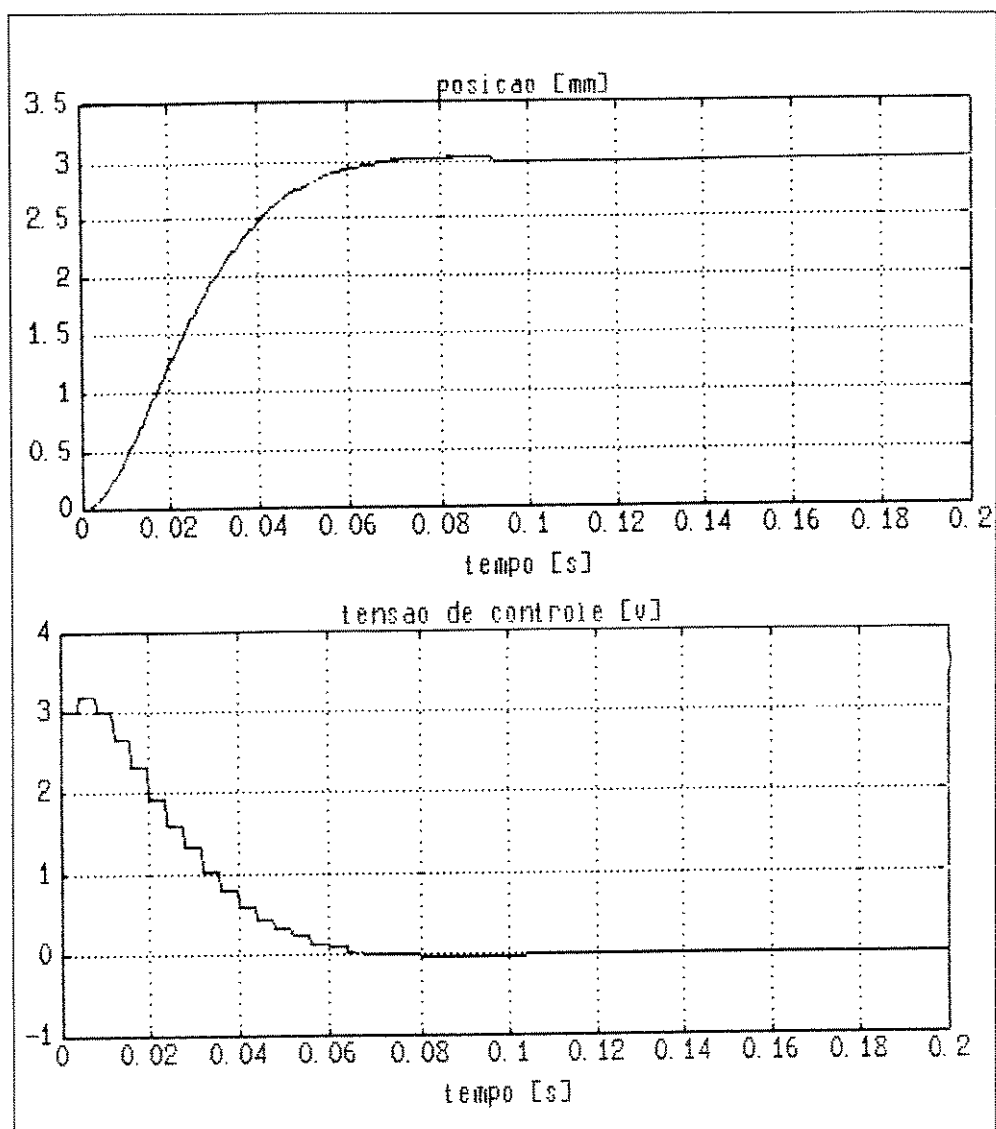


figura 4.11 : Posição e tensão de controle versus tempo

degrau : 3mm , $k_p = 1.4$, $t_i = 10s$

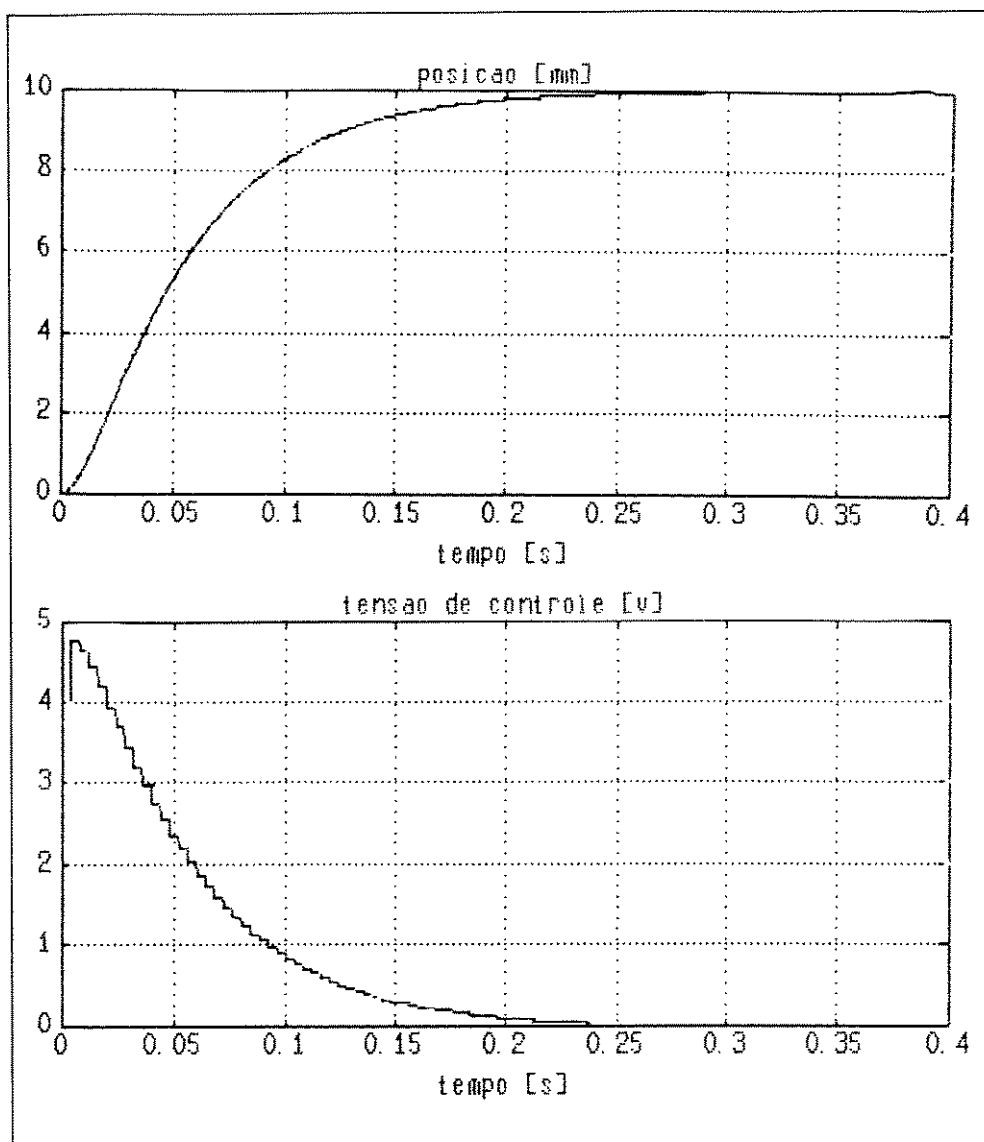


figura 4.12 : Posição e tensão de controle versus tempo

degrau :10mm , $k_p = 0.5$ e $t_i = 5s$

Reescrevendo a equação 4.10 na forma de equação de diferenças , para $K_p = 1.4$ e $T_i = 10s$, teremos :

$$\frac{saida(k)}{erro(k)} = 1.4 \left(1 + \frac{0.004}{10(q - 1)} \right) \quad \text{eq. 4.11}$$

Resultando :

$$saida(k) = saida(k-1) + 1.4 \text{ erro}(k) - 1.4 \text{ erro}(k-1) + 1.4 * 0.004 \text{ erro}(k-1) \quad \text{eq. 4.12}$$

Onde a $saida(k)$ representa o valor da saída no instante atual e a $saida(k-1)$ o valor da saída no instante imediatamente anterior , da mesma forma para o erro . Estes valores devem ser guardados na memória a cada instante de amostragem .

Analogamente obteríamos as equações a diferenças para outros valores de ganho e tempo de integração .

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados a descrição do *software* de controle de posição e as curvas de resposta da máquina fresadora obtidas experimentalmente .

Será descrita a forma de utilização do *software* desenvolvido para um ambiente tipo *Pc* . A descrição do funcionamento , feita a seguir , tem o objetivo de tornar o *software* de controle suficientemente transparente , para que a integração com outros programas possa ser facilmente desenvolvida .

As curvas experimentais irão mostrar o comportamento da máquina para uma entrada degrau e uma referência senoidal. Serão mostradas as curvas de posição versus tempo , velocidade versus tempo e a tensão de controle versus tempo quando a máquina está sendo controlado pelo algoritmo PI, tendo como referência um degrau .Desta forma podemos avaliar o desempenho da máquina e compará-lo com o obtido na simulação .

O objetivo é que através do controle dos eixos x e y a máquina fresadora consiga seguir trajetórias definidas pelo usuário ou por um sistema CAD com suficiente precisão . Para tanto testa-se também o desempenho dos controladores na situação de uma trajetória circular , onde cada um dos dois graus de liberdade x e y recebe como sinal de referência uma função senoidal . A especificação de erro máximo estabelecida é de 0.2mm , suficiente para que a máquina execute tarefas tipo *board-maker* em nosso laboratório .

5.1 - Descrição do software

O *software* de controle foi desenvolvido em linguagem C e opera em computadores compatíveis com a linha IBM-Pc . O *hardware* necessário para a operação é composto por uma placa de entrada que fornece os pulsos relativos a posição da mesa e por uma placa de saída que executa a conversão dos dados em uma tensão analógica ambas conectadas ao barramento do computador de controle. Este sistema foi descrito na seção 1.2 .

O primeiro passo da operação é colocar as placas no barramento e carregar o programa no computador de controle . As placas possuem um cabo que deve ser conectado ao sistema de acionamento da máquina .

Digitando-se FRESA o computador de controle passará a executar o programa de controle de trajetória .A entrada do programa é um conjunto de valores que fornecem a posição relativa para os deslocamentos da mesa . Este conjunto de valores é solicitado pelo programa , e após um comando ENTER , a mesa se desloca conforme as posições fornecidas . Os novos valores de posição são vistos pelo programa como relativos a última posição atingida . O deslocamento máximo da mesa é de 300mm .

Caso exista a necessidade de um sinal externo para que a mesa inicie a movimentação para a próxima posição , isto pode ser feito por meio de um sinal enviado para o computador de controle através de uma das portas livres da placa de entrada . Tal artifício pode ser importante se a fresadora estiver , por exemplo , sendo usada como furadeira , neste caso a mesa só deverá se movimentar após o eixo z (eixo da ferramenta) estar totalmente recolhido .

A integração deste *software* , básico para o controle de trajetória , com outro que possa gerenciar o processo de usinagem é bastante simples, se este considerar o primeiro como uma sub-rotina que tem como entrada o conjunto

das posições a serem seguidas pela mesa .

5.1.1.- Descrição de funcionamento

Para explicarmos o funcionamento do programa iremos representá-lo em forma de fluxograma . Passaremos a explicar cada bloco , analisando sua função e possíveis modificações , principalmente na estrutura de entrada de dados .

O fluxograma do sistema está ilustrado na figura 5.1 .

O bloco 1 , declaração das variáveis , tem a função de definir todos os endereços de entrada e saída de dados , incluir as funções que serão necessárias e de informar ao compilador os tipos de variáveis que serão utilizadas para que este possa alocar as posições de memória suficientes .

O sistema de acionamento da máquina (pré-amplificador e amplificador PWM) apresenta uma tensão diferente de zero em sua saída mesmo com tensão zero em sua entrada , fazendo com que a mesa se movimente lentamente . A função do bloco 2 é impedir esta movimentação espúria colocando uma tensão ligeiramente menor que zero na entrada do sistema de acionamento para que este apresente uma tensão zero na saída. Esta tensão negativa pode ser vista no gráfico da seção 5.2 .

Fluxograma

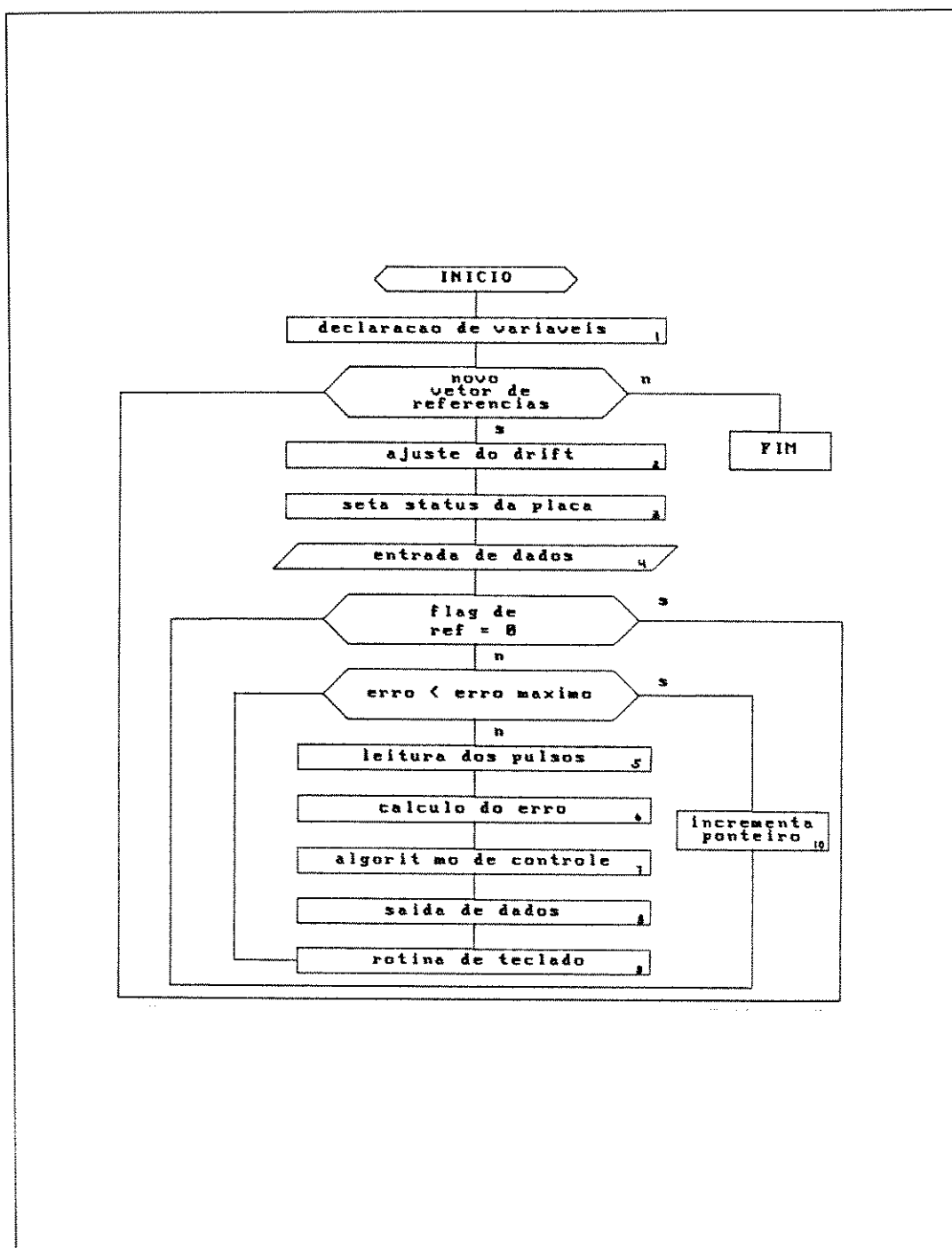


figura 5.1

O bloco 3 é usado para inicializarmos os vetores e as variáveis com os valores adequados e programarmos os modos de operação das placas de entrada e saída . Uma vez programadas as placas retêm os modos de programação não sendo necessário reprogramá-las .

A entrada de dados do programa , bloco 4 , é feita via teclado . O programa solicita ao operador o conjunto de referências . Caso este programa seja integrado a um *software* gerenciador , este bloco deverá ser suprimido e as referências devem ser enviadas como parâmetros de entrada.O programa FRESA passa a ser uma subrotina .

A totalização dos pulsos do codificador , sentido horário e anti-horário é processada no bloco 5 . O *software* verifica se houve movimentação através de um bit de *status* , em caso positivo os pulsos são computados e armazenados e ficam a disposição do programa . Os dados são atualizados mesmo que o programa não os tenha utilizado .

O bloco 6 executa o cálculo do erro da trajetória naquele instante .

Com o valor do erro , calculado no bloco anterior , e os valores dos erros anteriores , o bloco 7 , algoritmo de controle , nos fornece como saída a tensão de controle . Neste bloco a equação a diferenças parciais do controlador é implementada .

O bloco 8 recebe a palavra digital do bloco anterior e a coloca na entrada de dados do conversor (DAC-7533) .

O bloco 9 , rotina de teclado , verifica a cada laço de controle se existe a necessidade de abortar a operação , isto é feito pelo operador caso este digite qualquer tecla . O programa voltará ao início e aguardará nova entrada de dados . O bloco 10 incrementa o ponteiro de referências o que acarreta uma nova entrada para as instruções que implementam o controlador (blocos 5,6,7,8 e 9) ou fim de operação caso o sinalizador de fim de referência seja encontrado .

O tempo de execução dos blocos 5 à 9 determina o tempo de amostragem do sistema , que é de 4ms para o controlador PI implementado em nosso equipamento .

5.2.- Curvas experimentais

Iremos mostrar a seguir as curvas de resposta a uma entrada degrau e a uma referência senoidal , que representam a maioria dos contornos reais de uma peça a ser fresada .

As curvas experimentais para um degrau de referência podem ser confrontadas com as obtidas na simulação do modelo . Para facilitar a comparação usaremos a mesma amplitude do degrau 3mm e 10mm .

A referência senoidal exige a escolha do tempo total de trajetória e os gráficos nos mostram a relação entre a escolha deste e o erro de *tracking* durante o percurso . Uma técnica para melhorarmos este erro será discutida .

Os dados plotados nas curvas seguintes são capturados por uma rotina do *software* de controle a cada 4ms .

5.2.1 - Resposta ao degrau

As curvas 5.2 , 5.3 e 5.4 mostram a posição , velocidade e tensão de controle da máquina com um controlador PI . A amplitude do degrau é de 10mm e os parâmetros do controlador são , $K_p = 0.5$ e $T_i = 3.5$ s

Para um degrau de amplitude 3mm as curvas 5.5 , 5.6 e 5.7 ilustram a posição , velocidade e tensão de controle respectivamente . O ajuste do controlador PI utilizado foi $K_p = 1.4$ e $T_i = 7$ s .

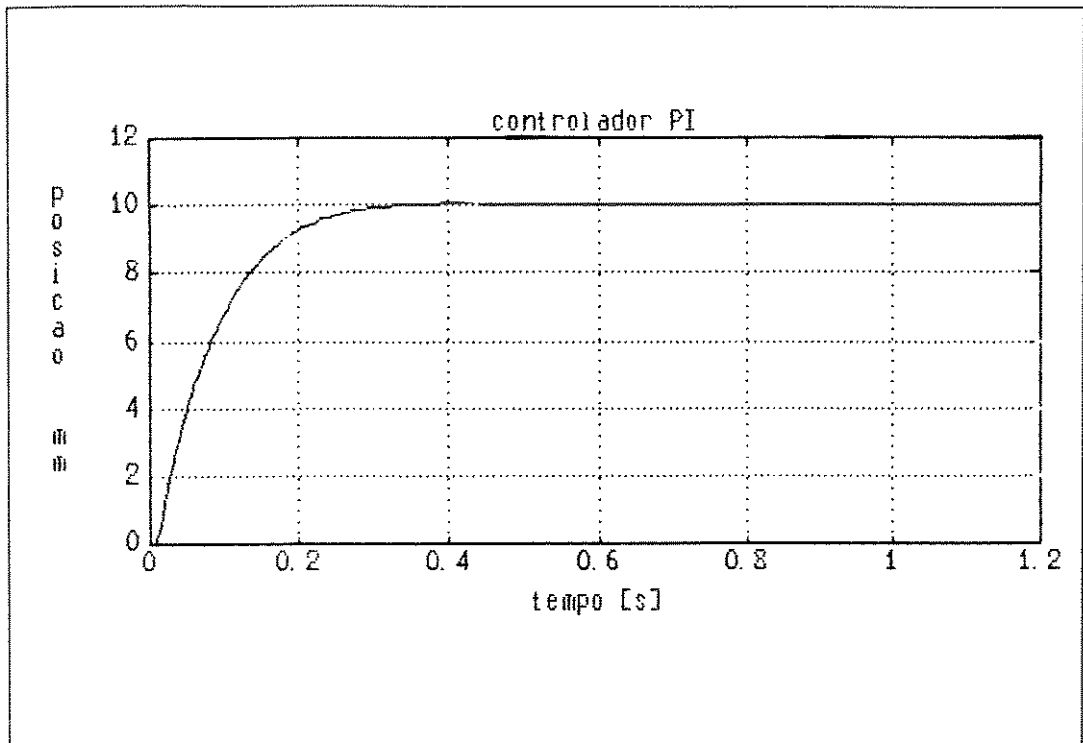


figura 5.2 : Posição do eixo x versus tempo

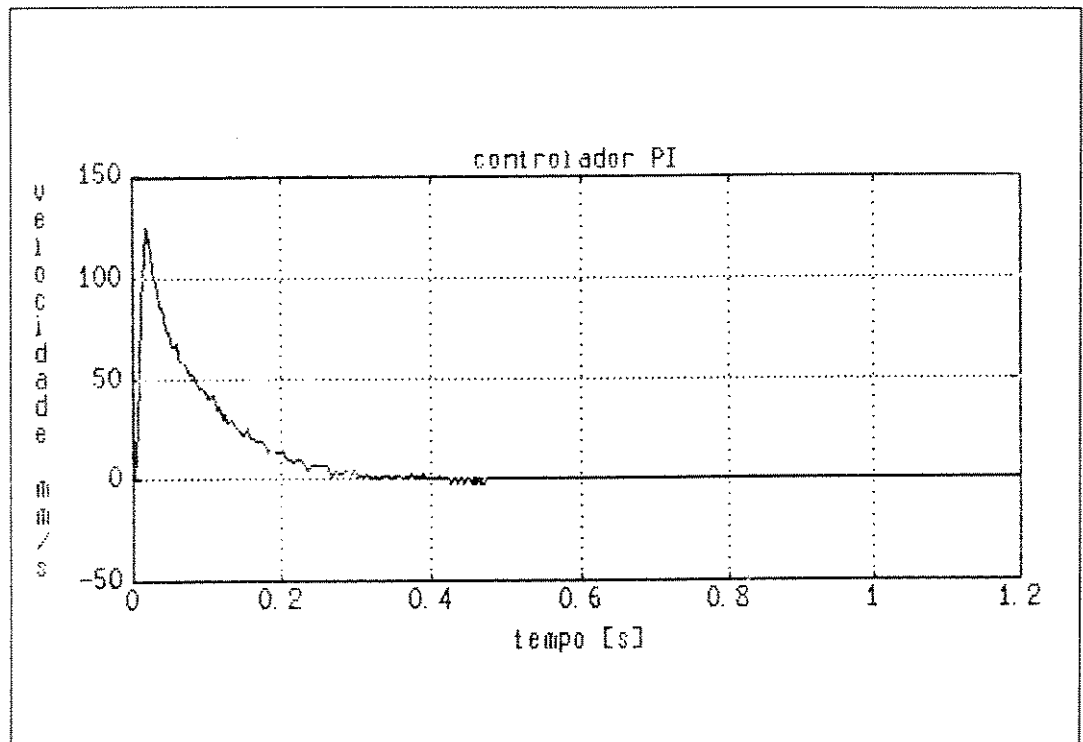


figura 5.3 : Velocidade do eixo x versus tempo

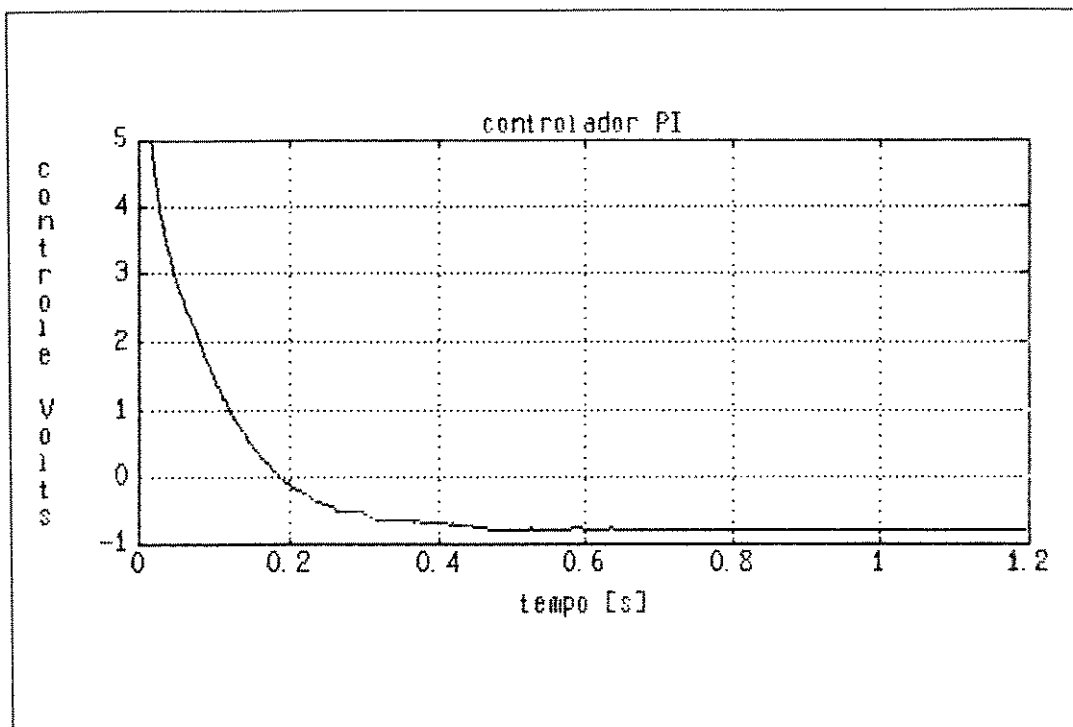


figura 5.4 : Tensão de controle versus tempo

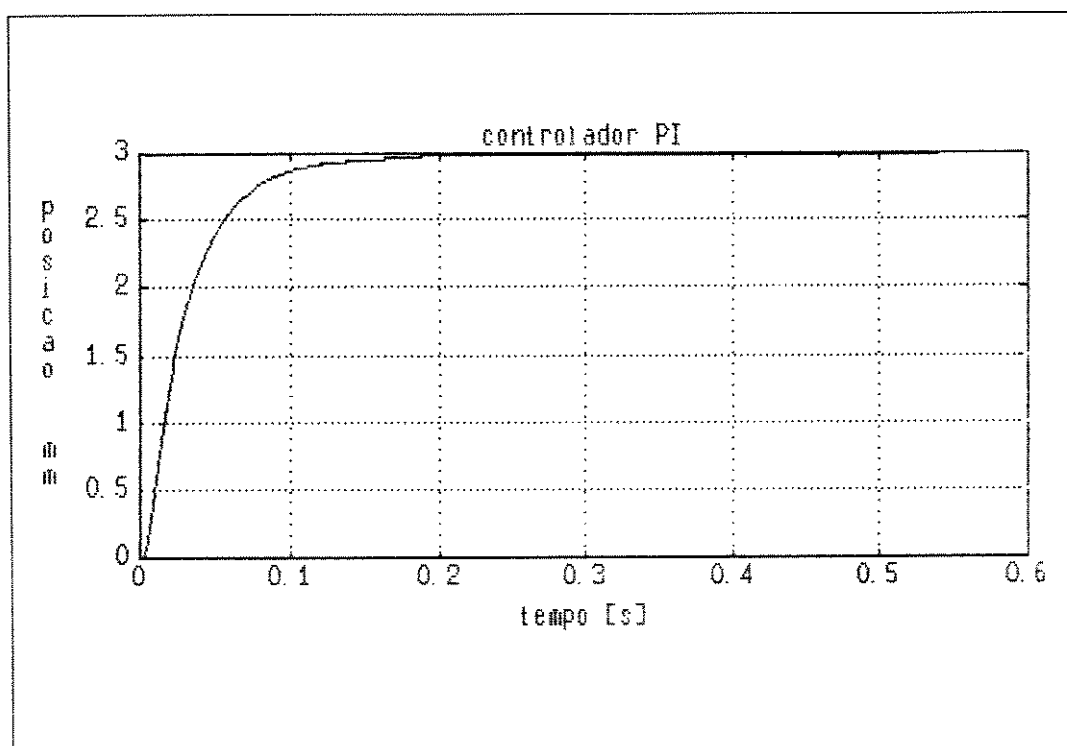


figura 5.5 : Posição do eixo x versus tempo

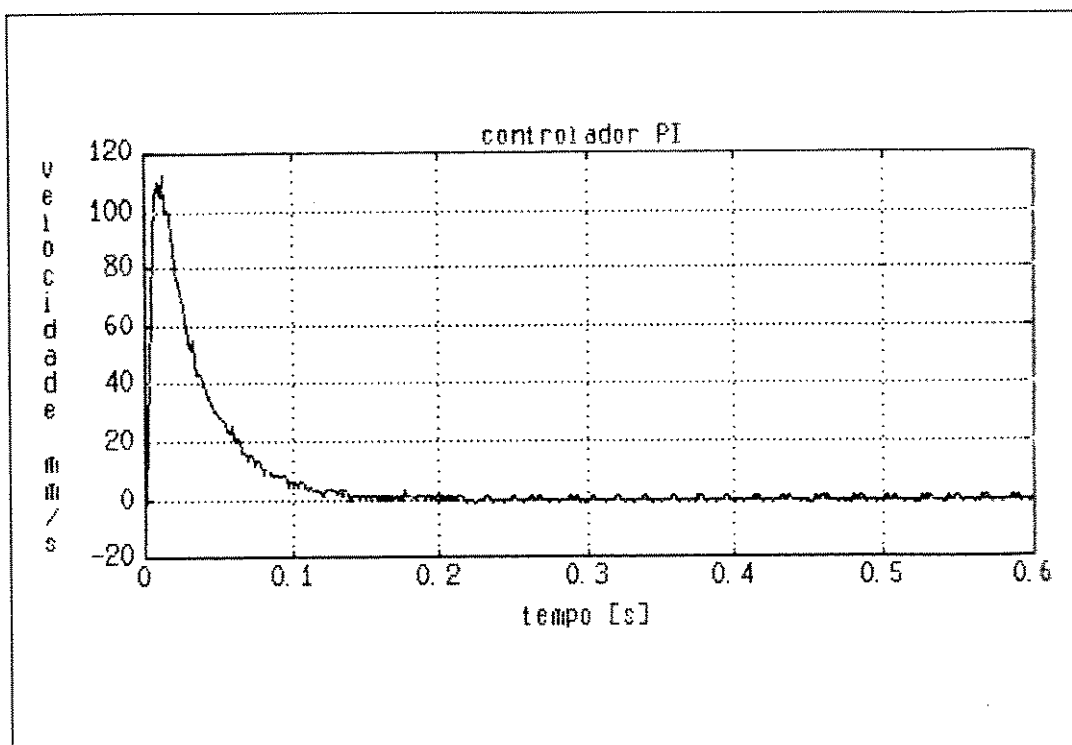


figura 5.6 : Velocidade do eixo x versus tempo

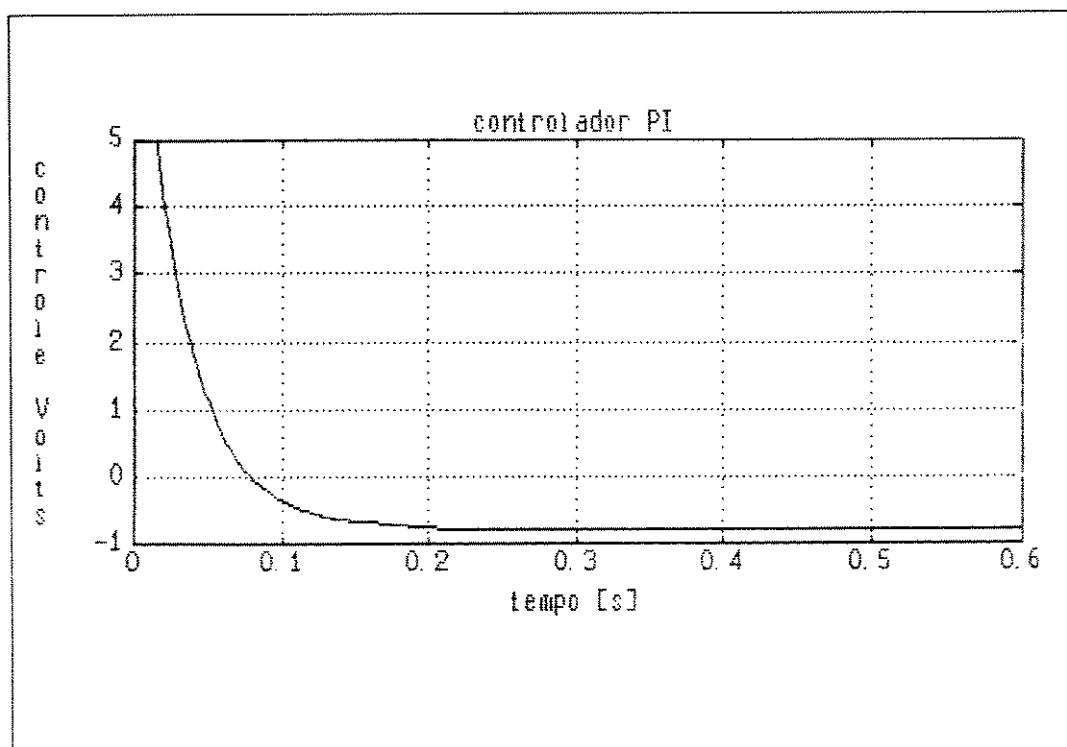


figura 5.7 : tensão de controle versus tempo

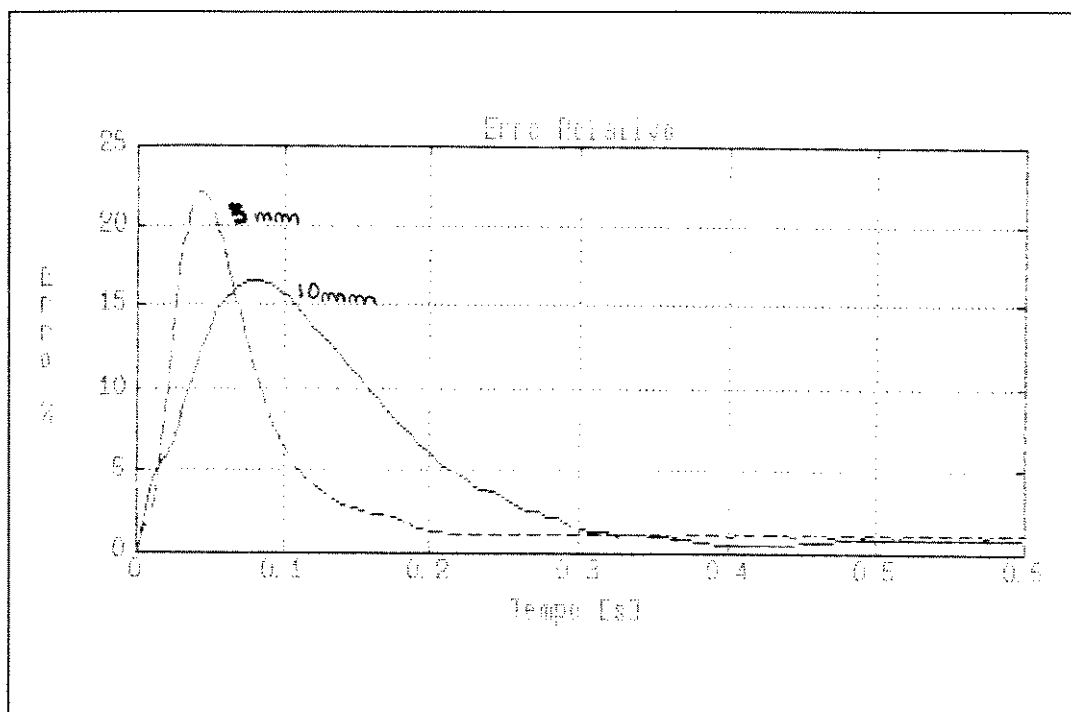


Figura 5.8 : Erro relativo 3mm e 10mm

Ambas as curvas (5.3 e 5.5)possuem erro em regime nulo e sobre-sinal também nulo , conforme especificações de projeto . As curvas de tensão de controle nos mostram que a máxima tensão de saída é de 5V , e além disso esta amplitude ocorre no início da movimentação como previsto no item 3.1.1 .

Observa-se neste mesmo gráfico que a tensão em regime não é nula como se poderia esperar , mas sim negativa para anular a deriva da máquina .

Quando comparamos a curva experimental com a obtida pela simulação do modelo (controlador discreto) , não importando a amplitude do degrau , notamos que a curva experimental é ,em média ,cerca de 25% mais lenta em relação as curvas das figuras 4.11 e 4.12 , o que é um erro de modelamento aceitável . A curva 5.8 nos mostra o erro relativo entre o comportamento real e o simulado (discreto) para 3mm e 10mm , de forma que podemos comprovar tal fato .

O ajuste fino nos parâmetros teóricos do controlador PI , sobre o sistema real , levou aos parâmetros k_p e t_i acima utilizados , ou seja o tempo integral implementado foi 30% menor que o teórico . Uma diminuição no tempo integral do controlador PI implica em um transitório mais rápido .Este tipo de ajuste fino no controlador é comum em sistemas reais e não diminui a validade do modelo .

5.3.- Resposta a uma referência senoidal

No item anterior mostramos as curvas experimentais da máquina ; posição , velocidade e tensão de controle para a resposta ao degrau no eixo x . Embora o conhecimento da resposta ao degrau seja suficiente para caracterizar o transitório do sistema , não o é para conhecermos o comportamento da máquina executando contornos reais de uma peça no que se refere a erro de *tracking* .

Não foi objetivo deste trabalho o desenvolvimento de um sistema de interpolação , a referência [5.1] discute com detalhes as diferentes técnicas disponíveis . Para testar o desempenho do grau de liberdade x no seguimento de trajetórias , escolheu-se como sinal de referência uma função senoidal .

O seguimento da trajetória será feito fornecendo uma sequência de valores para o sinal de referência que correspondam à trajetória desejada . Entre dois valores consecutivos a referência será mantida constante . A mudança de referência deve ser feita em intervalos Δt_{ref} suficientemente grandes em relação ao intervalo de discretização do controlador Δt_{amostr} , de forma que este possa levar o sistema a uma situação próxima ao regime .

Para nosso sistema é suficiente gerarmos uma nova referência a cada 150ms ,e como o computador de controle é capaz de fornecer nova saída a cada 4ms a velocidade de processamento não é crítica , desta forma as coordenadas são geradas em tempo real . Estas coordenadas são calculadas usando-se a

própria função seno existente na biblioteca da linguagem .

Os gráficos seguintes nos mostram o comportamento do erro em todo o percurso da mesa . O gráfico 5.9 representa a coordenada do eixo x quando a mesa executa um movimento circular de raio 100mm , com um tempo total de percurso de 100 segundos . Este tempo foi escolhido de tal forma que o erro máximo durante o percurso fosse da ordem de 0.2mm . O gráfico 5.10 ,nos mostra o erro no eixo x quando a mesa executa a trajetória anterior .

Os gráficos 5.11 e 5.12 representam respectivamente as coordenadas e o erro do eixo x quando a máquina executa um movimento circular de raio 100mm em apenas 20 segundos . Para a mesma trajetória perdemos precisão à medida que diminuimos o tempo total de percurso . Desta forma para um tempo total de 20 segundos o erro máximo foi de 0.6mm , quatro vezes o permitido para a aplicação .

O tempo de mudança de referência para o sistema , 150ms foi obtido experimentalmente de forma a minimizar o erro de percurso . Durante estes experimentos mantivemos constantes o raio do círculo 100mm e o tipo de interpolação e variamos o tempo total da trajetória . O erro obtido é inversamente proporcional ao tempo de trajetória .

De posse das coordenadas do eixo x tentamos dois tipos de aproximação . A aproximação " por baixo " , onde a referência do ponto n é o valor da função no ponto n . Com este tipo de aproximação não conseguimos obter o resultado esperado . Um outro tipo de aproximação no qual a referência no ponto n é o valor da função no ponto n+1 , aproximação " por cima " , nos forneceu um erro bem menor que o primeiro .

Em ambas as curvas (5.9 e 5.11) o ajuste do controlador PI foi $k_p = 1.4$ e $t_i = 7s$. O valor máximo do degrau de referência utilizado para a curva mostrada pela figura 5.9 , período de 100s ,foi da ordem de 0.9mm e para a curva mostrada pela figura 5.11 , período de 20s , o valor máximo foi de 3.9mm .

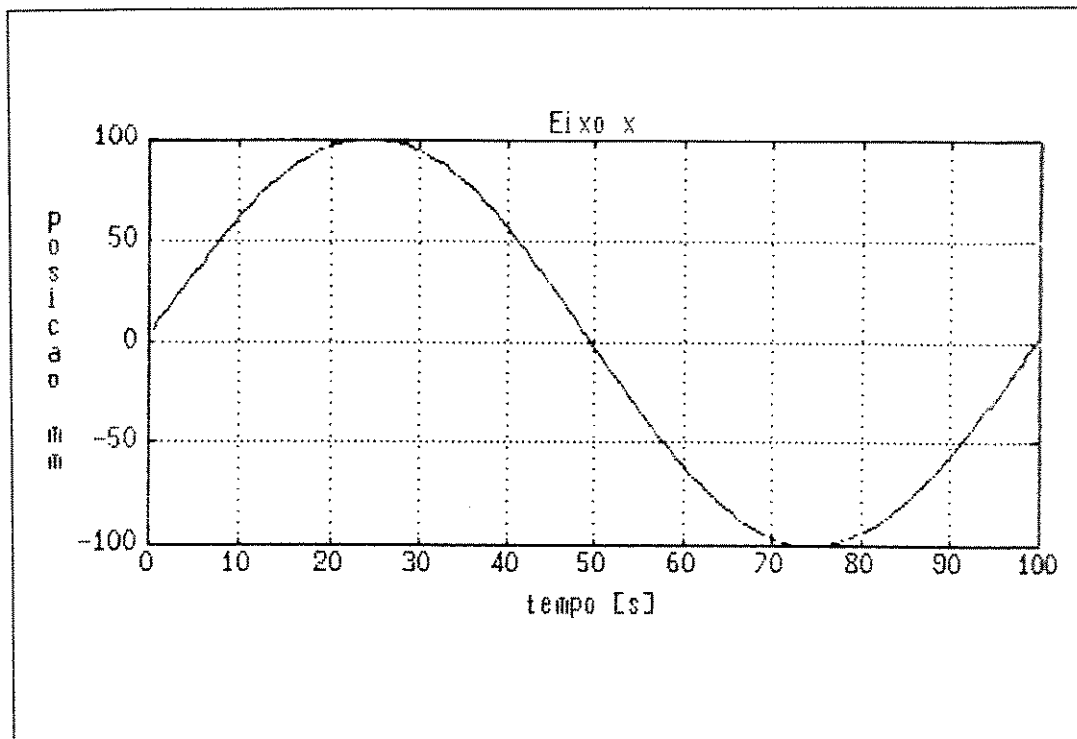


figura 5.9 : Posição do eixo x versus tempo (referência senoidal)

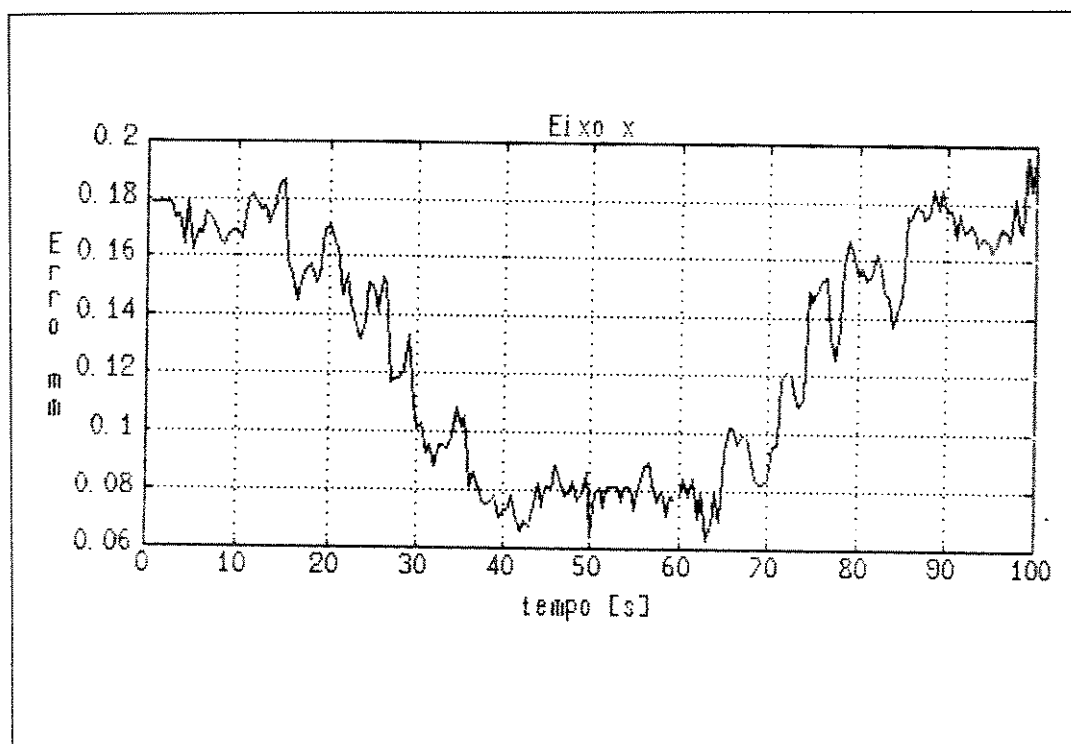


figura 5.10 : Erro de *tracking* versus tempo

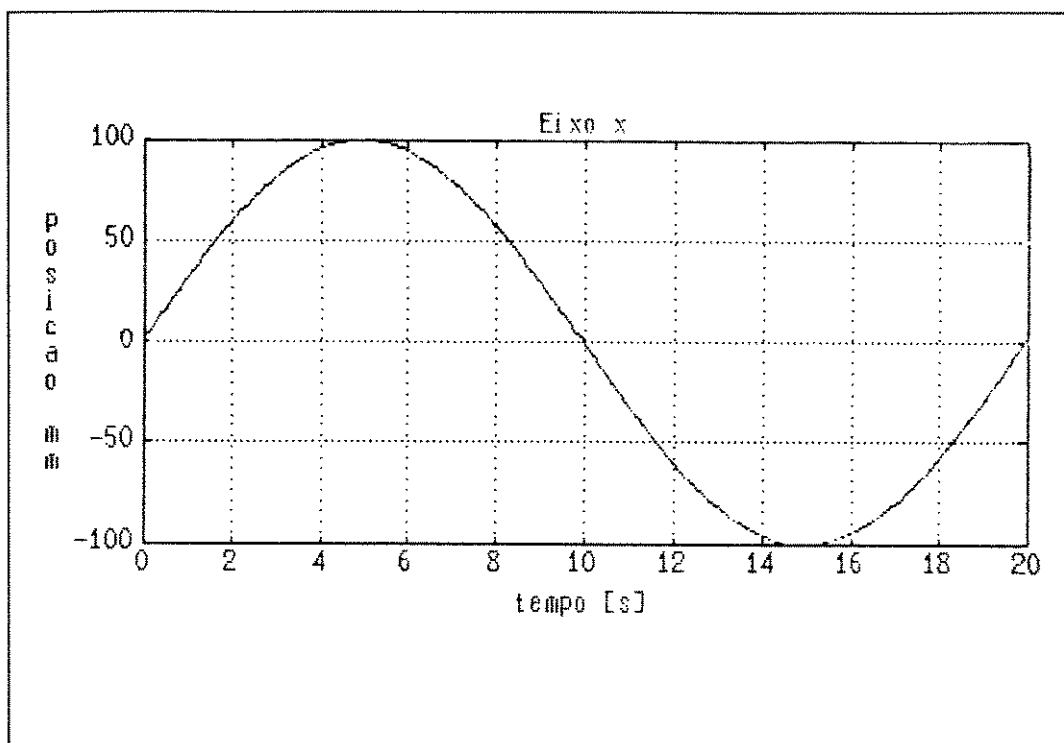


figura 5.11 : Posição do eixo x versus tempo (referência senoidal)

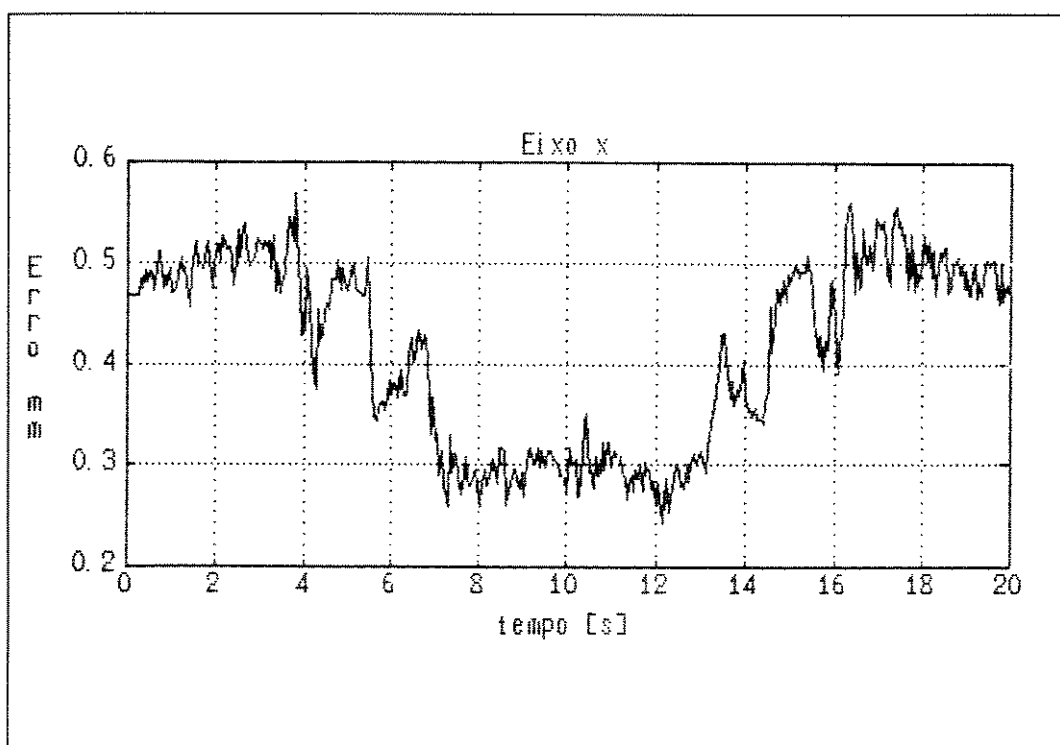


figura 5.12 : Erro de *tracking* versus tempo

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO

A primeira parte da conclusão fornece um resumo dos principais temas abordados nos capítulos anteriores . Na segunda parte serão discutidos alguns trabalhos que poderiam ser desenvolvidos e implementados na máquina fresadora.

6.1- Contribuições deste trabalho

No capítulo 3 foram modelados o atuador da máquina fresadora a partir do levantamento experimental da função de transferência . Esta solução é interessante quando determinadas partes da máquina não possuem documentação ou não permitem a desmontagem . Além disso este método inclui naturalmente os atritos (servo-motor , transmissão e guias) e a inércia da mesa se esta estiver acoplada ao servo durante o levantamento da curva .

Um outro passo importante para a caracterização da máquina é a determinação de suas frequências de ressonância , que pode ser feita de maneira experimental com a ajuda de um acelerômetro . Em nosso sistema a determinação não foi feita , pois a máquina não possui nenhum tipo de fixação no solo , o que acarreta uma medida falsa para o sistema . Em sistemas onde a especificação da frequência de banda passante de malha-fechada é alta a determinação da menor frequência de ressonância da máquina é importante .

Do mesmo modo também passam a ser importantes na modelagem as dinâmicas de alta frequência da máquina à medida que a especificação da banda

passante aumenta , pois aquelas passam a influenciar mais na resposta do sistema .

Um outro ponto discutido nos capítulos 3 e 4 é a influência da saturação de determinados sistemas no projeto do controlador . Em nossa máquina estudamos somente a saturação do pré-amplificador , que acarretava maiores problemas do ponto de vista do projeto , em outras máquinas a saturação pode se dar em outros sistemas . Este problema ocorre frequentemente na prática e sua solução nem sempre é simples .

Uma preocupação durante o desenvolvimento do equipamento foi o de minimizar o *hardware* de processamento e comunicação , mesmo que isto significasse um *software* mais complexo . Esta abordagem leva em conta três fatores : diminuição do custo , eliminação de fonte de falhas e facilidade de manutenção do equipamento .

A qualidade de acabamento de uma peça e a velocidade de produção são dois problemas encontrados frequentemente na indústria . O primeiro está intimamente ligado ao erro de *tracking* da máquina que conforme mostrado é inversamente proporcional ao tempo de trajetória . Entretanto , o tempo total de trajetória também influencia a velocidade de produção com uma relação diretamente proporcional . Uma solução proposta foi diminuir o degrau de entrada , diminuindo o erro de *tracking* e ajustar os parâmetros do controlador para tal referência de forma a torná-lo mais rápido .

6.2- Trabalhos futuros

Um objetivo que surge naturalmente após este trabalho é integrar o *software* de controle de trajetória com outro que gerencie o processo de

usinagem em uma hierarquia superior , que poderia ser um sistema CAD . O nosso sistema foi desenvolvido em uma linguagem que permite fácil integração e o equipamento (tipo-Pc) possui grande flexibilidade . Uma dificuldade que pode aparecer é a movimentação de arquivos de dados (referências e posições) entre os programas . A motivação para este trabalho é o custo , e a versatilidade do equipamento que resultará desta integração .

Uma das considerações feitas neste trabalho quanto a inércia das cargas manipuladas limita a utilização do modelo . O desenvolvimento de um controlador que tenha como base um modelo que leve em conta a carga manipulada poderia aumentar a performance da máquina . Embora a modelagem e o projeto deste controlador sejam complexos, sua implementação será bastante simples , pois bastará trocar o módulo de controle existente pelo projetado ,mantendo inalterado os outros módulos e utilizando a mesma placa de interface .

O trabalho realizado teve como objetivo o controle de posição da mesa . Tratando-se de uma máquina fresadora resta atacar o problema de controle de esforço no eixo z .A referência [18] traz uma discussão sobre modelagem e implementação de um controlador de esforço em um robô montador e a referência [5] discute alguns possíveis esquemas de controle de esforço .

Revisão bibliográfica

- [1] Asmtron , K. J. ; Wittenmark , B. - " Computer Control Systems", USA:Prentice Hall Inc ,1984 .
- [2] Baumeister , T ; Avalone , E. A. ; Baumeister III , T - " Mark's Standard Handbook for Mechanical Engineers " , Eighth edition , p. 50-87, 1979.
- [3] Brandon , J. A. ; Al-Sharef , J. H. -" On the validity of several commom assumptions in the design of machine tool spindle-bearing systems " , Int. J. Mach. Tool Manufact. , Vol.31 , No.2 , p. 235 ,1991 .
- [4] Brandon , J. A. ; Al-Sharef , J. H. -" On the effects of variations in the design parameters on the dinamics performance of machine tool spindle-bearing systems " Int. J. Mach. Tool Manufact. , Vol.30, No.3 , p. 431-445 ,1990 .
- [5] Cabrera , M. A. ; - " Análise do controle de impedância aplicado ao controle de robôs em tarefas de contato " ,Tese de mestrado, UNICAMP ,1990.
- [6] Carrol , T -" Advanced technologies for high speed cutting " , Commline the journal of computerized manufacturing , September/Octuber, 1986.
- [7] Chen , C. - " Introduction to Linear System Theory " , USA:Holt, Rinehart and Wiston , 1970 .
- [8] Chen , Y -" Replacing a PID controller by a lag-lead compensator for a robot - A frequency response approach " , IEEE Transaction on robotics and Automation , Vol 5 , No 2 , April , 1989 .
- [9] Itaucom , " Circuitos integrados " ,Vol 1.
- [10] Intel , " Component data catalog " , 1982 .
- [11] Craig , J. J. - " Introduction to Robotics Mechanics and Control", USA:Addison-Wesley , Cap 7, 1986 .

- [12] Cuibry , J. F. ; Pfitscher , G. H. ; Louis , J. P. ; El-hefnawy , A. A. -" Minimal microcomputer hardware for direct digital control of a dc motor " , Control and Computer , Vol. 9 ,No 3, p. 41-44 ,1981.
- [13] National semiconductor corporation , " Data conversion /acquisition " USA ,1985 .
- [14] Integrated circuits Philips componentes " Data handbook linear products " , USA , 1989 .
- [15] An engineering handbook by Eletro-Craft Corporation , " D.C. motors , speed controls and servo systems " ,second edition ,1973 .
- [16] Dewan , S.B. ; Straughen , A. -" Power Semiconductor Circuits " USA : Wiley-Interscience ,second edition , 1975.
- [17] Analog Devices , " Digital-to-analog converters " , USA , Vol.1 , p. 9-195
- [18] Eppinger , S. D. -" Modeling robot dynamic performance for endpoint force control " , USA:MIT Press , 1988.
- [19] Franklin , G.F. ; Powell , J. D. ; Emani-naemi , A. -" Feedback Control of Dynamic Systems " , USA:Addison-Wesley , Cap-8.
- [20] Gimeno , L . -" Modelo do acionamento das juntas . Controle de posição da junta isolada " , Notas de modelagem e controle de robôs - NR01/88 DCA -FEE-UNICAMP , 1988 .
- [21] Herbert , S. -" Turbo C - Guia do usuário " , McGraw-Hill , segunda edição , 1988 .
- [22] Analog devices " Integrated circuits data acquisition data book " , USA , Vol. 1 , 1984 .
- [23] Burr-Brown , " Integrated circuits data book suplement " , USA, Vol 33a.
- [24] Texas Instruments Incorporated , " Linear circuits data book " , USA:.

- [25] Lucas , W.R.- " Especificação do sistema da placa de interface", Unicamp , 1992.
- [26] Moler , C. ; Little , J. ; Baugert , S. -" Pc-matlab for MS-DOS personal computers " , Versão 3.2 , 1987 .
- [27] Paul R.P. -" Robot manipulators : Mathematics , Programming and Control " , USA:MIT Press , 1981 .
- [28] Texas Instruments Incorporated , " Power products data book " , USA .
- [28] Shinno , H. ; Ito , Y. ; Hashizume , H. -" A decision -Making methodology for basic layout design of machine tools " , JSME international Journal , Series III , Vol 34 , No 2 , 1991 .
- [30] Stan , K. -" Dominando o Turbo C " , Ciência moderna , segunda edição , 1991 .
- [31] Takafuji , K. ; Nakashima , K . -" Stiffnes of a ball screw with consideration of deformation of the screw , nut and the screw thread (preloaded double nut) " , JSME International Journal ,Serie III , Vol. 33 , No 4 , p. 620-626 , 1990.
- [32] Texas Instruments Incorporated , " The TTL data book for design engineers " , USA , second edition .
- [33] Borland Inc. , " Turbo C - Reference Guide " , USA, First Edition
- [34] Borland Inc. , " Turbo C - User's Guide " , USA , First Edition
- [35] National Semiconductor Corporation , " Voltage regulator handbook " , USA .
- [36] Weck, M.- " Handbook of machine tools " , USA:Wiley and Sons , ,Cap-8 , 1984 .
- [37] Willian , L. ; Hwang , J -" DC servo-motors - Modeling and parameter determination " , IEEE Transaction on Industry Applications , Vol. 1a-13 , No 3 , May-June , 1977 .